

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**“Amplificador de bajo ruido criogénico de 6
a 12 GHz con tecnología de GaN”**

**“Cryogenic 6 to 12 GHz low noise amplifier
with GaN technology”**

Para acceder al Título de

***Graduado en
Ingeniería de Tecnologías de Telecomunicación***

Autor: Jorge Ruiz Hidalgo

Junio - 2021

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

CALIFICACIÓN DEL TRABAJO FIN DE GRADO

Realizado por: Jorge Ruiz Hidalgo

Director del TFG: Beatriz Aja Abelán

**Título: “Amplificador de bajo ruido criogénico de 6 a 12 GHz con
tecnología de GaN”**

Title: “Cryogenic 6 to 12 GHz low noise amplifier with GaN technology”

Presentado a examen el día:

para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA DE TECNOLOGÍAS DE
TELECOMUNICACIÓN**

Composición del Tribunal:

Presidente (Apellidos, Nombre): Pereda Fernández, José Antonio

Secretario (Apellidos, Nombre): Aja Abelán, Beatriz

Vocal (Apellidos, Nombre): de la Fuente Rodríguez, Luisa

Este Tribunal ha resuelto otorgar la calificación de:

Fdo.: El Presidente

Fdo.: El Secretario

Fdo.: El Vocal

Fdo.: El Director del TFG
(sólo si es distinto del Secretario)

Vº Bº del Subdirector

Trabajo Fin de Grado Nº
(a asignar por Secretaría)

Resumen:

En este proyecto se ha diseñado y caracterizado un amplificador de bajo ruido fabricado con tecnología de GaN (Nitruro de Galio) a temperatura ambiente y a temperatura criogénica en la banda de frecuencia de 6 a 12 GHz, compuesto por dos etapas, la primera diseñada con el transistor TGF2935 y la segunda formada por el LNA (Low Noise Amplifier) TGA2612 en tecnología MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit).

En primer lugar, se han medido las características que presenta el LNA TGA2612 a temperatura ambiente y a temperatura criogénica, obteniendo su figura de ruido y su ganancia, utilizando para temperatura ambiente la técnica de factor-Y y para temperatura criogénica la técnica del atenuador frío. Además, se ha caracterizado el punto de compresión 1 dB del amplificador en ambas temperaturas para el punto de polarización de mejor ruido.

Seguidamente, se ha diseñado una etapa preamplificadora utilizando el transistor TGF2935 de GaN, para el que se han diseñado una red de entrada y una red de salida con sus correspondientes redes de polarización. Para el diseño se ha utilizado un modelo del transistor de pequeña señal con parámetros de ruido proporcionado por Modelithics® y modelos de componentes pasivos propios en el simulador ADS (Advanced Design System) de Keysight.

Finalmente, se ha montado en un chasis la etapa preamplificadora junto con el LNA TGA2612 y se ha caracterizado, tanto a temperatura ambiente como a temperatura criogénica, utilizando las mismas técnicas que para caracterizar el LNA TGA2612 y comparando los resultados obtenidos con las medidas obtenidas del TGA2612.

Abstract:

In this project a low noise amplifier manufactured with GaN technology has been characterized at both room and cryogenic temperatures. The LNA is composed of two stages in the frequency band from 6 to 12 GHz. The first stage is designed with the transistor TGF2935 and the second one is the MMIC Low noise amplifier TGA2612.

First, the characteristics of the LNA TGA2612 at room temperature and at cryogenic temperature have been measured, obtaining its noise figure and its gain, using the Y-factor technique for room temperature and the attenuator technique for cryogenic temperature. Moreover, the 1 dB compression point at both temperatures has been measured for the best noise bias point.

Next, a preamplifier stage has been designed using the GaN transistor TGF2935, for which an input network and an output network with their corresponding polarization networks have been designed. For the design, a transistor small signal model with noise parameters provided by Modelithics® and own passive component models are used in Keysight ADS (Advanced Design System) simulator.

Finally, the preamplifier stage has been assembled with the LNA TGA2612 in a chassis. It has been characterized, both at room temperature and at cryogenic temperatures, using the same techniques as for the LNA TGA2612 characterization and comparing the obtained results with the TGA2612 measurements.

Agradecimientos

Lo primero de todo, me gustaría agradecer a mi tutora, Bea, por guiarme en este proyecto, por la paciencia que ha mostrado para explicarme todo cuanto necesitaba una y otra vez si era preciso y por toda la disponibilidad que ha tenido. También me gustaría dar las gracias a Luisa por el tiempo invertido en el laboratorio y a Eva por su ayuda con el montaje del amplificador.

Gracias a todos esos profesores, tanto de dentro de la universidad como de fuera, que me han ayudado a formarme, no solo en el ámbito profesional, sino también en el personal.

Gracias a mi familia por dedicarme su tiempo, su apoyo y sus recursos durante toda la carrera y en especial a ti, Claudia, por hacerme levantarme cuando estaba en el suelo y por tu apoyo incondicional en todos los aspectos de la vida.

Y gracias a mis amigos, los cuales nunca han dudado de mí y de que iba a ser capaz de sacar la carrera adelante.

Índice

Lista de Figuras	5
Lista de Acrónimos	8
Capítulo 1.....	9
1. Introducción	9
1.1. Transistores de GaN de Qorvo	10
1.2. Amplificadores de bajo ruido criogénicos	11
1.3. Organización del documento	12
Capítulo 2.....	13
2. Amplificador de bajo ruido TGA2612 de GaN	13
2.1. Montaje	15
2.2. Medidas a temperatura ambiente	16
2.3. Medidas a temperatura criogénica	27
2.4. Conclusiones.....	31
Capítulo 3.....	32
3. Elección de transistor para etapa preamplificadora	32
3.1. Transistor TGF2935 GaN Qorvo	34
3.2. Conclusiones.....	39
Capítulo 4.....	40
4. Diseño del amplificador de una etapa preamplificadora	40
4.1. Red de Entrada	41
4.2. Red de Salida	42
4.3. Redes de Polarización.....	43
4.4. Sustratos y Componentes Pasivos.....	46
4.5. Resultados de simulación.....	48
Capítulo 5.....	51
5. Montaje y medidas del amplificador.....	51
5.1. Medidas a temperatura ambiente	55
5.2. Medidas a temperatura criogénica	64
5.3. Conclusiones.....	70
Capítulo 6.....	71
6. Conclusiones y líneas futuras	71
REFERENCIAS.....	73

Lista de Figuras

Figura 1.1. Transistor de alta movilidad de electrones de tecnología GaN.	10
Figura 2.1. Esquema general TGA2612.	13
Figura 2.2. Primer transistor del amplificador TGA2612.....	14
Figura 2.3. MMIC TGA2612. Tamaño 2.1 mm x 1.5 mm.	14
Figura 2.4. Esquema Polarización TGA2612.....	15
Figura 2.5. Chasis de Aluminio Niquelado. 24 mm x 26.5 mm x 12 mm.....	15
Figura 2.6. MMIC LNA TGA2612, líneas de transmisión de entrada y de salida y PCB de alimentación.....	16
Figura 2.7. Parámetros-S del TGA2612 para tres puntos de polarización (rojo: $V_D=10$ V, $I_D=100$ mA; azul: $V_D=7$ V, $I_D=100$ mA; magenta: $V_D=7$ V, $I_D=80$ mA).....	18
Figura 2.8. Parámetros S_{11} , S_{21} y S_{22} del LNA TGA2612 para $V_D=10$ V, $I_D=100$ mA.....	19
Figura 2.9. Ruido para un sistema en cascada.	21
Figura 2.10. Esquema de la calibración para la medida de ruido.	23
Figura 2.11. Esquema de medida para la medida del ruido.....	23
Figura 2.12. Temperatura equivalente de ruido y ganancia del LNA TGA2612 a temperatura ambiente (300 K).....	25
Figura 2.13 Esquema del sistema de medida del LNA TGA2612 a Temperatura ambiente.	26
Figura 2.14. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNA TGA2612 a 9 GHz $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA a temperatura ambiente (300 K).	26
Figura 2.15. Esquema del método del atenuador frío para medida de ruido en criogenia.....	27
Figura 2.16. Temperatura de ruido y ganancia del TGA2612 para $V_D=6$ V e $I_D=40.8$ mA, a una temperatura de 15.46 K.	28
Figura 2.17. Temperatura de ruido y ganancia del TGA2612 para $V_D=6.5$ V e $I_D=35.2$ mA, a una temperatura de 15.46 K.	29
Figura 2.18. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del TGA2612 a $T=15.5$ K y frecuencia 7 GHz.....	30
Figura 2.19. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del TGA2612 a $T=15.5$ K y frecuencia 9 GHz.....	30
Figura 3.1. Máxima ganancia disponible y ganancia disponible (Ga) del TGF2933 (izquierda) y del TGF2935 (derecha) - Punto 4 de polarización.....	32
Figura 3.2. NFmin del TGF2933 (izquierda) y del TGF2935 (derecha) para 6 puntos de polarización (Rojo: Punto 1, Azul: Punto 2, Malva: Punto 3, Cian: Punto 4, Morado: Punto 5, Verde: Punto 6).	34
Figura 3.3. Esquema general del TGF2935.....	35
Figura 3.4. Transistor TGF2935.	35

Figura 3.5. Reverso del transistor TGF2935.	35
Figura 3.6. Detalle de la puerta del transistor TGF2935.	36
Figura 3.7. Parámetros de scattering del TGF2935 con $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA.	36
Figura 3.8. Ga (Azul) y NFmin (Rojo) del transistor TGF2935 con una polarización $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA.	37
Figura 3.9. Resistencia equivalente de ruido del transistor TGF2935 con una polarización $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA.	38
Figura 3.10. Sopt y Conjugado de S11 del TGF2935 con una polarización $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA representado en la carta de Smith.	38
Figura 4.1. Diagrama de bloques de la etapa amplificadora diseñada.	40
Figura 4.2. Red de entrada de la etapa preamplificadora con el transistor TGF2935.	41
Figura 4.3. S22 de la red de entrada (rojo) y Sopt del transistor (azul).	42
Figura 4.4. Red de salida de la etapa preamplificadora con el transistor TGF2935.	43
Figura 4.5. Red de polarización de puerta (izquierda) y red de polarización de drenador (derecha) del TGF2935. (Izquierda: $L_3 = 2.78$ mm, $L_4 = 0.4$ mm, Derecha: $L_3 = 1.13$ mm, $L_5 = 0.3$ mm) ...	44
Figura 4.6. Red de entrada con su red de polarización.	45
Figura 4.7. Red de salida con su red de polarización.	45
Figura 4.8. Modelos de los condensadores de 5.1 pF (izquierda) y 22 pF (derecha) utilizados en la simulación.	46
Figura 4.9. Modelo de resistencia de 10 Ohm utilizado en la simulación.	47
Figura 4.10. Esquemático final. Incluye red de entrada, TGF2935, red de salida y LNA TGA2612.	48
Figura 4.11. Parámetros de scattering del LNAC612GaN para $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA.	49
Figura 4.12. Ganancia (azul), figura de ruido (rojo) y figura de ruido mínima (verde) del amplificador LNAC612GaN.	49
Figura 5.1. Pedestales del TGF2935 (izquierda) y del LNA TGA2612 (derecha). Dimensiones en mm.	51
Figura 5.2. Máscara de la red de entrada (izquierda) y de la red de salida (derecha). Dimensiones en mm.	51
Figura 5.3. Máscaras de la línea de salida (izquierda) y del PCB (derecha). Dimensiones en mm.	52
Figura 5.4. Esquema detallado del montaje del amplificador LNAC612GaN.	53
Figura 5.5. Pasamuros hermético del conector RF (izquierda) y receptáculo del conector RF (derecha). Dimensiones en pulgadas.	54
Figura 5.6. Conector Super SMA. Paso de coaxial a microstrip.	54
Figura 5.7. Conector multipin de DC y conexionado de los pines.	54
Figura 5.8. Amplificador LNAC612GaN formado por las redes de entrada y de salida con sus polarizaciones, el TGF2935, el TGA2612, la línea de salida y el PCB.	55

Figura 5.9. DUT con un disipador.	56
Figura 5.10. Medida de los parámetros de scattering del amplificador a temperatura ambiente.	56
Figura 5.11. Detalle del montaje del amplificador con el disipador.	57
Figura 5.12. Cambio de bonding en la red de entrada.....	57
Figura 5.13. Figura de ruido con cambio en la figura de ruido con el hilo de bonding 2.7 mm (azul) y con el hilo de bonding de 1.7 mm (rojo) del LNAC612GaN para $V_{D1}=14.9$ V, $I_{D1}=40$ mA. Con marcas son medidas, sin marcadores son simulaciones.....	58
Figura 5.14. Parámetros de scattering del LNAC612GaN para simulación (rojo), $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA (azul) y $V_D=18$ V e $I_D=50$ mA (malva).	59
Figura 5.15. Medida del ruido del amplificador.....	60
Figura 5.16. Amplificador LNAC612GaN con la fuente de ruido inteligente N4000A a su salida.	60
Figura 5.17. Temperatura equivalente de ruido y ganancia del amplificador formado por TGF2935 y TGA2612 a temperatura ambiente (300 K).....	61
Figura 5.18. Ganancia disponible frente a potencia de entrada para $V_D=14.9$ V, $I_D=40$ mA a diferentes frecuencias (Rojo: 6 GHz, Verde: 10 GHz, Naranja: 8 GHz, Cian: 12 GHz).	62
Figura 5.19. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a 8 GHz $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA a temperatura ambiente (300 K).....	63
Figura 5.20. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a 10 GHz $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA a temperatura ambiente (300 K).	63
Figura 5.21. Anclaje del DUT en el criostato.	64
Figura 5.22. Otro punto de vista del anclaje del DUT al criostato.	65
Figura 5.23. Temperatura de ruido y ganancia del LNAC612GaN para $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en la segunda etapa a temperatura de 15.6 K.....	66
Figura 5.24. Temperatura de ruido y ganancia del LNAC612GaN para $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora y $V_{D2}=5$ V e $I_{D2}=27.3$ mA en la segunda etapa a una temperatura de 15.6 K.....	66
Figura 5.25. Temperatura de ruido y ganancia del LNAC612GaN para $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora y $V_{D2}=7$ V e $I_{D2}=25.8$ mA en la segunda etapa a una temperatura de 15.6 K.....	67
Figura 5.26. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a $T=15.6$ K y frecuencia 7 GHz. $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora (TGF2935) y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en el TGA2612.....	68
Figura 5.27. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a $T=15.6$ K y frecuencia 9 GHz. $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora (TGF2935) y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en el TGA2612.....	69

Lista de Acrónimos

ADS:	Advanced Design Systems (Sistemas de diseño avanzados)
CMOS:	Complementary Metal-Oxide-Semiconductor (semiconductor de óxido metal complementario)
DUT:	Device Under Test (Dispositivo bajo prueba)
ENR:	Excess Noise Ratio (Razón de exceso de ruido)
F:	Factor de ruido
GaAs:	Arseniuro de Galio
GaN:	Nitruro de Galio
HBT:	Heterojunction Bipolar Transistor (Transistor bipolar de heterounión)
HEMT:	High Electron Mobility Transistor (Transistor de alta movilidad de electrones)
IF:	Frecuencia Intermedia
InP:	Fosfuro de Indio
LNA:	Low Noise Amplifier (Amplificador de bajo ruido)
MMIC:	Monolithic Microwave Integrated Circuit (Circuitos integrados monolíticos de microondas)
NF:	Noise Figure (Figura de Ruido)
NFA:	Noise Figure Analyzer (Analizador de figura de ruido)
PCB:	Printed Circuit Board (Placa de circuito impreso)
RF:	Radio Frecuencia
SiC:	Carburo de Silicio
SMA:	SubMiniature version A (Versión A subminiatura)
SNS:	Smart Noise Source (Fuente de ruido inteligente)

Capítulo 1

1. Introducción

En este trabajo se presenta la utilización de dispositivos de Nitruro de Galio (GaN) para amplificadores de bajo ruido (LNAs) y se ha verificado el uso de esta tecnología a temperaturas criogénicas.

El Nitruro de Galio (GaN) es un cristal semiconductor con un enlace iónico muy fuerte que hace que presente una banda prohibida de 3.4 eV. Desde la comprobación de su funcionamiento en 1994 [1], la tecnología de GaN se ha utilizado desde para la construcción de estaciones base de comunicaciones hasta aplicaciones radar tanto de defensa como comerciales, debido a la capacidad que tiene de funcionar con altas potencias. También está muy extendido su uso en la actualidad para la fabricación de luces LED y para la realización de algunos componentes de los lectores de Blu-Ray.

Sin embargo, esta tecnología presenta también un gran interés en bajo ruido. Al contrario de otras tecnologías con las que compite como son GaAs (Arseniuro de Galio) e InP (Fosfuro de Indio), el uso de GaN está cada vez más extendido, ya que presenta como características principales una alta linealidad y robustez, así como que no necesita ningún tipo de circuito protector en el receptor ya que el manejo de altas potencias le permite protegerse de altos niveles de potencia (intencionados o no) que podrían dañar su electrónica. Una forma interesante de aplicar esta tecnología sería utilizando un transceptor en lugar de transmisor y receptor por separado, ya que de esta forma se aseguraría que tanto el circuito receptor como el transmisor estén fabricados en la misma tecnología, lo que conseguiría que su coste fuera menor, al igual que su tamaño.

Pese a que actualmente apenas hay estudios sobre ello, las mejoras que se han conseguido a lo largo de los años de la tecnología de GaN, hacen que sea interesante su aplicación en bajo ruido a temperaturas criogénicas, por lo que quizás en un futuro no muy lejano su rango de aplicaciones se amplíe e incluya su uso en la radioastronomía.

1.1. Transistores de GaN de Qorvo

Un HEMT de GaN (por sus siglas en inglés High Electron Mobility Transistor, traducido al español como transistor de alta movilidad de electrones) consta de un sustrato que normalmente está hecho con Carburo de Silicio (SiC) aunque en algunos casos también puede estar hecho con zafiro o únicamente con silicio. Justo por encima del sustrato se encuentra el buffer, que está fabricado en GaN y es donde se forma el canal por donde se mueven los electrones. Finalmente cuenta con una capa donde van situados los contactos de fuente, puerta y drenador hechos con dedos (Figura 1.1) colocados en paralelo.

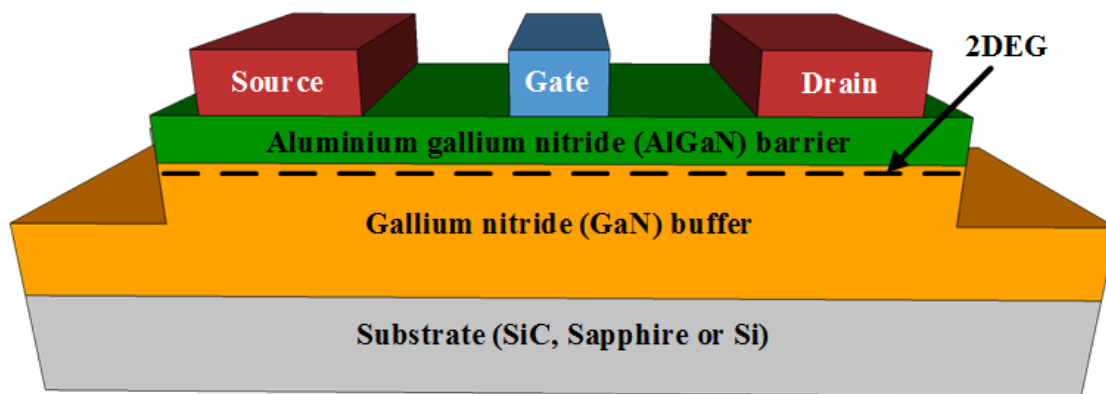


Figura 1.1. Transistor de alta movilidad de electrones de tecnología GaN.

En este apartado se hablará sobre dos tecnologías de GaN diferentes de la foundry Qorvo, cada una de ellas es la base de los dos transistores que se utilizan en los amplificadores de este proyecto:

- **QGaN25:** Esta primera tecnología es la base del MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) LNA modelo TGA2612. Apareció por primera vez a finales del año 2012, pero más adelante se creó una versión mejorada denominada como “QGaN25 Gen II”. Esta tecnología se obtiene a partir de un proceso de GaN sobre SiC. Como características principales presenta un voltaje de operación de 40 V, una ganancia a 10 GHz de 13 dB, una frecuencia máxima mayor de 150 GHz y una $FT_{m\acute{a}x}$ de 35 GHz [2]. El número 25 que aparece en su nombre se debe a que presenta una longitud de puerta de 0.25 μm .
- **QGaN15:** Esta es la tecnología que conforma el transistor modelo TGF2935. Al igual que ocurre en la tecnología previamente explicada, el número 15 que aparece en su nombre se debe a que tiene una longitud de puerta de 0.15 μm . Sus características más representativas son un voltaje de operación de 20 V, una ganancia a 35 GHz de 9 dB, una frecuencia máxima mayor de 150 GHz y una $FT_{m\acute{a}x}$ de 65 GHz [2].

1.2. Amplificadores de bajo ruido criogénicos

Hay pocos resultados publicados sobre amplificadores HEMT (High Mobility Transistor) de GaN (Gallium Nitride) enfriados criogénicamente. Los trabajos encontrados son en frecuencias bajas. En el artículo de [3], se presenta un amplificador HEMT de GaN en la banda de 2 GHz enfriado criogénicamente a 60 K como parte del receptor criogénico de estaciones base móviles. A 60 K, el amplificador de clase AB tiene una figura de ruido de 3.6 dB (374 K) y una ganancia de 26 dB a 2 GHz. A esta temperatura el amplificador alcanza la potencia de salida de 3 W y una ganancia asociada de 21.7 dB, con potencia de entrada de 13 dBm y con $V_d = 50$ V e $I_d = 50$ mA.

En el artículo [1] se han caracterizado dos amplificadores de bajo ruido de GaN de 2 a 6 GHz. Ambos circuitos son MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) y utilizan SiC (Silicon Carbide) como material de sustrato: uno de los amplificadores es un diseño propio y el otro es un amplificador de Qorvo TGA2611. Se han enfriado aproximadamente a 10 K, y se han obtenido temperaturas de ruido de aproximadamente 8 K. No se dan datos de consumo o punto de compresión 1 dB en criogenia.

En las bandas de frecuencias del amplificador realizado en este trabajo, los mejores resultados publicados de temperatura de ruido de amplificadores de bajo ruido enfriados criogénicamente son con tecnologías tales como HEMT de fosfuro de indio (InP), HEMT metamórficos (mHEMT) de Arseniuro de Galio (GaAs) o transistores bipolares de Bipolar-CMOS (complementary metal-oxide-semiconductor) o Silicio Germanio (SiGe) HBT (heterojunction bipolar transistor).

En la tabla siguiente se muestran algunos de los mejores resultados de estos amplificadores, en cuanto a ganancia y temperatura de ruido. De todas las tecnologías utilizadas para la realización de amplificadores de bajo ruido, las temperaturas de ruido más bajas en temperaturas criogénicas se han conseguido con la tecnología HEMT de InP. En la mayoría de los amplificadores, no se han incluido resultados de punto compresión de 1 dB ya que no dan estos datos en las publicaciones.

Ref.	Tecnología	Topología	Frecuencia (GHz)	Tamb (K)	Pdc (mW)	Ganancia (dB)	Te (K)	P1dB (dBm)
[4]	130nm InP HEMT	3-etapas MMIC	0.5-13	15	15	38.1	4.4	
[5]	100 nm InP HEMT	3-etapas MMIC	0.3-14	4	12	41.6±1.4	3.5	
[6]	130nm InP HEMT	3 etapas híbrido	6-20	10	13	35.9	5.8	
[7]	50 nm mHEMT	3 etapas híbrido	10-20	20	6.43	21-30	9.6-16	
[8]	120 nm BiCMOS	2 etapas Cascodo MMIC	1-20	17	60	23-27	9-30	
[9]	150 nm GaAs pHEMT	2 etapas híbrido	8-18	11	60	19-23	20-45	
[10]	120 nm SiGe BiCMOS	2 etapas MMC	1-20	17	60	23	18	+8
[11]	SiGe HBT	2 etapas	4-8	18	0.58	26	8	

Tabla 1. Lista de amplificadores de bajo ruido a temperaturas criogénicas en diferentes tecnologías.

1.3. Organización del documento

Este documento ha sido estructurado en varios capítulos de la forma que se detalla a continuación:

- **Capítulo 2 – Amplificador de bajo ruido TGA2612 de GaN:** En este capítulo se explican las características que presenta el amplificador TGA2612, así como los resultados de las medidas realizadas para caracterizarlo tanto a temperatura ambiente como a temperatura criogénica.
- **Capítulo 3 – Transistores TGF2935 y TGF2933 GaN de Qorvo:** Este capítulo 3 está enfocado en analizar las características de los transistores TGF2935 y TGF2933 principalmente en cuanto a ruido y ganancia. Esto se realiza únicamente a temperatura ambiente con modelos disponibles. De los resultados obtenidos se escoge el transistor para realizar el amplificador de bajo ruido.
- **Capítulo 4 – Diseño del amplificador de una etapa preamplificadora:** En este capítulo se explica cómo se ha llevado a cabo el diseño de la etapa preamplificadora con el transistor de GaN TGF2935 y se exponen los resultados obtenidos en la simulación.
- **Capítulo 5 – Montaje y medidas del amplificador:** En el capítulo 5, se detalla el montaje del amplificador (LNAC612GaN) al completo y se muestran los resultados de las medidas realizadas tanto a temperatura ambiente como a temperatura criogénica.
- **Capítulo 6 – Conclusiones y líneas de trabajo futuras:** Finalmente en este último capítulo, se exponen las conclusiones obtenidas a lo largo del proyecto y se proponen líneas de trabajo futuras.

Capítulo 2

2. Amplificador de bajo ruido TGA2612 de GaN

En esta primera parte del proyecto se estudia el comportamiento del amplificador de bajo ruido TGA2612 a temperatura ambiente ($T=290$ K). Este amplificador es un circuito MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit), fabricado por la empresa Qorvo en tecnología GaN mediante un proceso de SiC [12]. Algunas de las características más destacables del amplificador son el rango de frecuencias en el que puede trabajar, de 6 a 12 GHz, que presenta un punto de compresión a la salida (P1dB) de aproximadamente 20 dBm y una figura de ruido de 1.5 dB. Además, cuenta con unas dimensiones de 2.1 mm de largo, 1.5 mm de ancho y 0.10 mm de grosor. El TGA2612 está compuesto por tres etapas conectadas en cascada, en el que la salida de una resulta en la entrada de la siguiente (Figura 2.1).

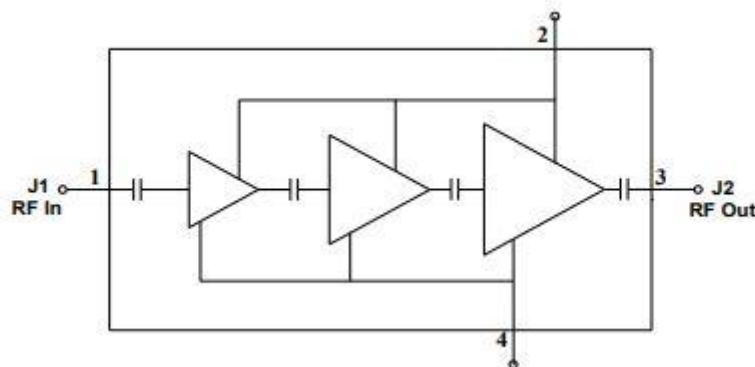


Figura 2.1. Esquema general TGA2612.

Estos amplificadores están formados por diferentes tipos de transistores en cada una de las etapas. El primero es un transistor que consta de 4 dedos y una anchura de puerta de aproximadamente unos $40\text{ }\mu\text{m}$ (Figura 2.2), mientras que el segundo y el tercero constan de 6 y 10 dedos respectivamente (Figura 2.3). El circuito MMIC TGA2612 completo se muestra en la Figura 2.3.



Figura 2.2. Primer transistor del amplificador TGA2612.

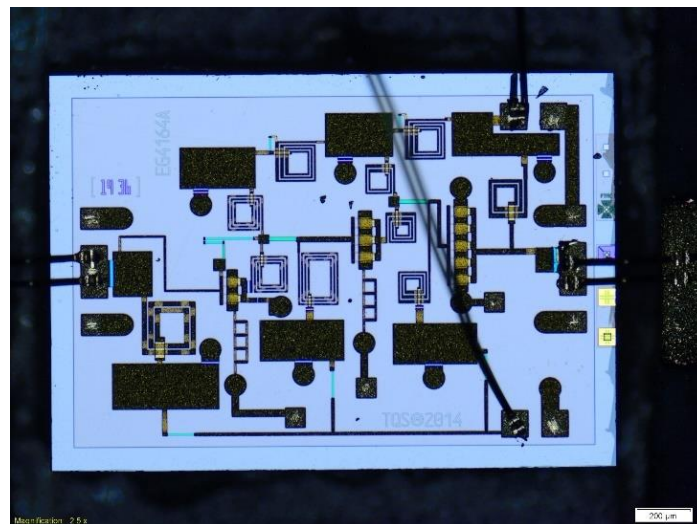


Figura 2.3. MMIC TGA2612. Tamaño 2.1 mm x 1.5 mm.

Los tres transistores que conforman el TGA2612 están alimentados en el drenador (acceso 2 en la Figura 2.1) por una tensión $V_D=10$ V y una intensidad $I_D=100$ mA y en la puerta (acceso 4 en la Figura 2.1) por una tensión $V_G=-2.3$ V. Estas polarizaciones se llevan a cabo mediante unos hilos de bonding largos de oro que van desde el punto común de conexión de todas las puertas de los transistores (pad inferior del MMIC en la Figura 2.3) y el punto común de conexión de todos los drenadores de los transistores (pad del superior MMIC en la Figura 2.3) hasta una pequeña red de polarización formada por dos condensadores y una resistencia en el caso de la puerta y un solo condensador para el drenador (Figura 2.4).

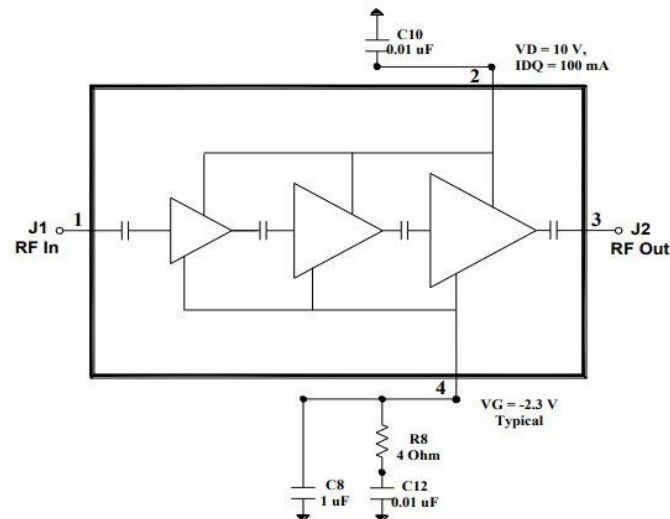


Figura 2.4. Esquema Polarización TGA2612.

2.1. Montaje

El montaje del chip se ha realizado en un chasis de aluminio niquelado como la representada en la Figura 2.5. En la misma caja se han añadido dos líneas de transmisión, una a la entrada y otra a la salida, de impedancia $50\text{ }\Omega$, fabricadas con un substrato dieléctrico CLTE – XT de la empresa Arlon con una constante dieléctrica $\epsilon_r=2.3$ y un grosor $h=10\text{ mil}$ (0.254 mm), las cuales están conectadas al MMIC mediante dos hilos de bonding en cada uno de sus accesos (acceso 1- RF In y acceso 2- RF Out en la Figura 2.4). Los conectores usados en el montaje son coaxiales de tipo Super SMA, los cuales unen el exterior de la caja mediante pasamuros con las líneas de transmisión que se encuentran en su interior. El chip ha sido situado sobre un pedestal de cobre con las mismas dimensiones de ancho y de largo, pero con el doble de grosor (0.2 mm), con el fin de elevarlo y que los hilos de bonding que conectan el chip a las líneas de $50\text{ }\Omega$ no tengan una longitud excesivamente grande y provoquen desadaptaciones por el efecto inductivo que producen.

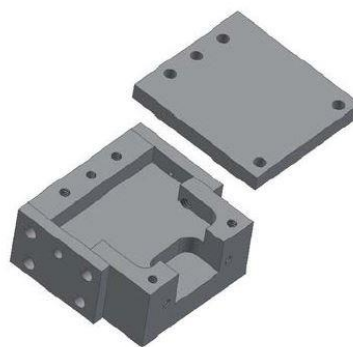


Figura 2.5. Chasis de Aluminio Niquelado. $24\text{ mm} \times 26.5\text{ mm} \times 12\text{ mm}$.

Por último, se ha añadido un PCB con el mismo sustrato dieléctrico que las líneas (CLTE – XT), donde irán integradas las redes de polarización anteriormente comentadas y por donde el MMIC recibirá la corriente y tensión de drenador y fuente correspondientes a través de los hilos de bonding. En la Figura 2.6 se ve un detalle del montaje del MMIC unido a las líneas de transmisión mediante los hilos de bonding, y el circuito de polarización de continua en la parte superior donde se pueden apreciar los cables que conectan el TGA2612 con las fuentes de alimentación siendo el azul la puerta, el rojo el drenador y el verde la tierra.

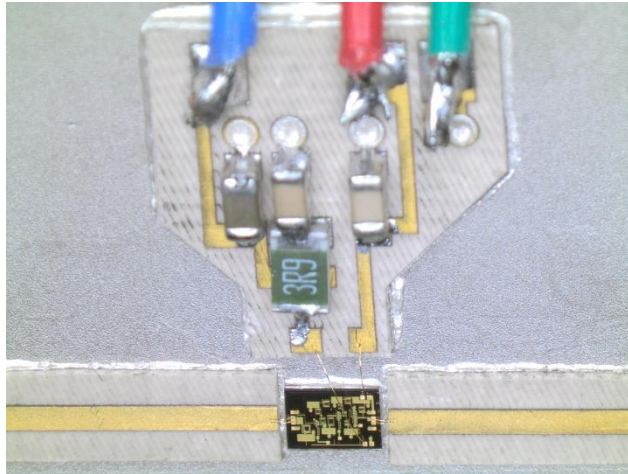


Figura 2.6. MMIC LNA TGA2612, líneas de transmisión de entrada y de salida y PCB de alimentación.

2.2. Medidas a temperatura ambiente

La primera medida a temperatura ambiente es obtener los parámetros de Scattering del TGA2612.

El primer paso antes de empezar a realizar medidas es calibrar los instrumentos de medida. El analizador de redes utilizado para las medidas es el PNA N5227A (Microwave Network Analyzer, 10 MHz – 67 GHz, Agilent) y los cables coaxiales, ambos de entrada y salida, tienen un conector 2.4 mm a los que se les ha añadido unas transiciones coaxiales a conector K (2.92 mm). Para ello se llevará a cabo una calibración SOLT (Short, Open, Load, Thru) con el kit modelo K 3652 de Anritsu. La calibración se realizará con un barrido de frecuencias desde los 10 MHz hasta 24.91 GHz y con un paso de 100 MHz, lo que resultará en 250 puntos de medida. La potencia aplicada P_{in} será de -15 dBm con un IF BandWidth de 500 Hz. La calibración consiste en colocar en el extremo final del cable tanto de entrada como de salida del analizador redes diferentes estándares como son una terminación en circuito abierto, una terminación en cortocircuito, una terminación en una carga de 50 Ohm y finalmente una conexión (thru) que conecta el cable de entrada directamente con el de salida.

Para polarizar el MMIC, el fabricante recomienda hacerlo de una forma en la que el dispositivo no pueda ser dañado:

- 1- Limitar I_D a 230 mA e I_G a 1 mA como máximo
- 2- Aplicar -5 V de tensión en la puerta
- 3- Aplicar 10 V de tensión en el drenador
- 4- Reducir el valor de V_D hasta que I_D alcance 100 mA (Típicamente -2.3 V, en nuestro caso -2.1 V)
- 5- Aplicar la señal RF

Una vez realizado esto, se puede empezar a medir los parámetros de scattering. El MMIC se polarizará en primer lugar con $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA que son los valores que el fabricante recomienda. Posteriormente, se polarizará con tensiones e intensidades más bajas para comprobar si reduciendo el consumo, se pueden obtener resultados similares. En la Figura 2.7 se puede observar una comparativa de los parámetros S entre 3 puntos de polarización distintos como son:

- Punto 1: $V_D=10$ V, $I_D=100$ mA
- Punto 2: $V_D=7$ V, $I_D=100$ mA
- Punto 3: $V_D=7$ V, $I_D=80$ mA

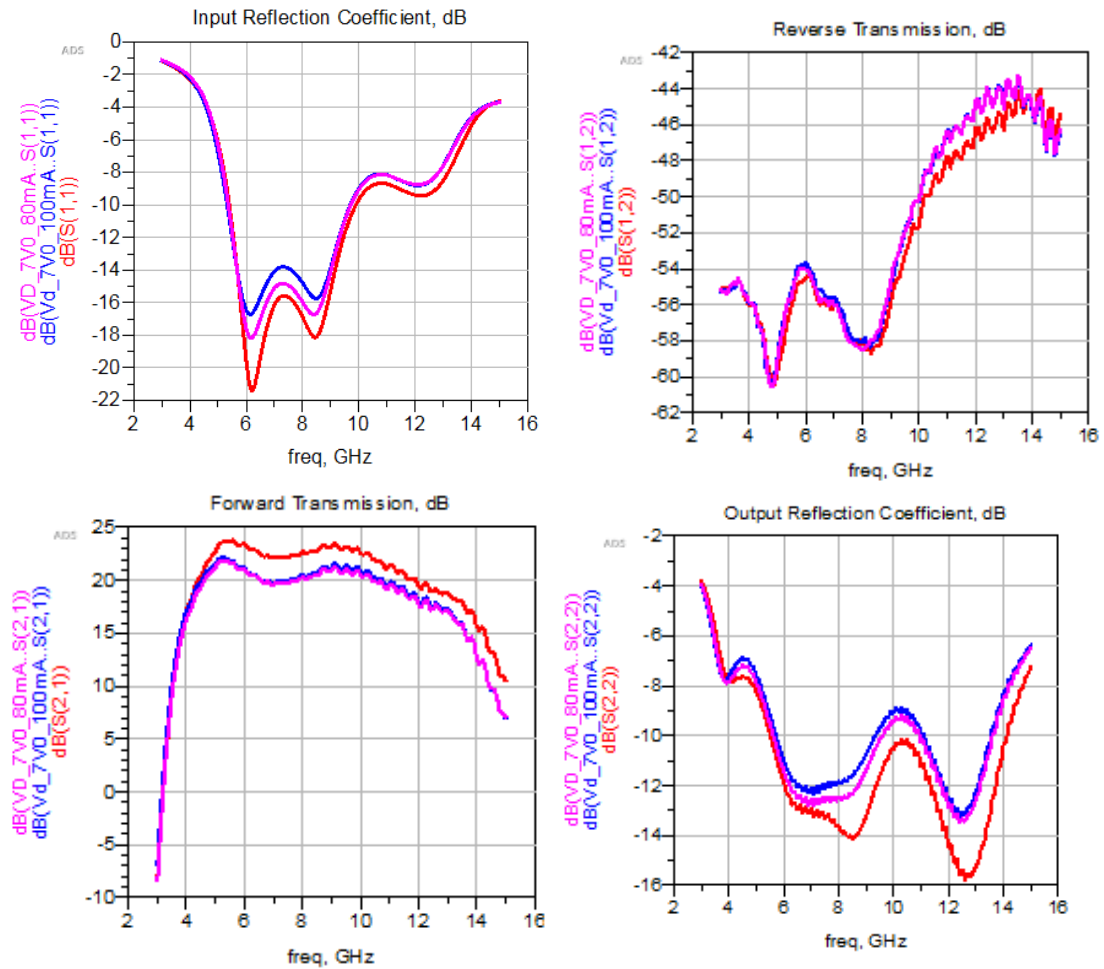


Figura 2.7. Parámetros-S del TGA2612 para tres puntos de polarización (rojo: $V_D=10$ V, $I_D=100$ mA; azul: $V_D=7$ V, $I_D=100$ mA; magenta: $V_D=7$ V, $I_D=80$ mA).

Se puede apreciar que el TGA2612 tiene más ganancia y mejor adaptación de entrada y salida cuanto mayor sea el voltaje que recibe por el drenador, por lo que el mejor punto de los elegidos es el mismo que el fabricante recomendaba en las especificaciones, $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA. El TGA2612 presenta, para dicho punto de polarización, una ganancia cercana a los 23 dB entre los 5 y los 10 GHz para este punto de polarización, además de presentar los mejores coeficientes de reflexión de entrada y salida.

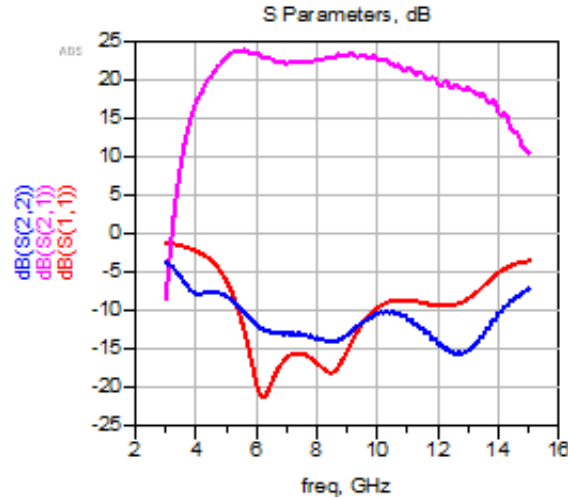


Figura 2.8. Parámetros S_{11} , S_{21} y S_{22} del LNA TGA2612 para $V_D=10$ V, $I_D=100$ mA.

Una vez obtenidos los parámetros de scattering, el siguiente paso es medir el ruido que presenta el amplificador y su ganancia de inserción.

Debido al movimiento aleatorio generado por la presencia de electrones en materiales conductores a temperaturas por encima del cero absoluto, se produce una corriente alterna que puede considerarse como un ruido aleatorio. La figura de mérito para cuantificar este ruido se denomina figura de ruido [13].

El concepto de factor de ruido surgió en el año 1940, cuando el científico Harold Friis definió la figura de ruido F de una red como el cociente entre la relación de potencia señal / ruido en la entrada entre la relación de potencia señal / ruido en la salida.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.1)$$

Sabiendo que la señal a la salida de un DUT ("Device Under Test") es la señal a la entrada amplificada por la ganancia G disponible en lineal, y que el ruido a la salida del DUT, es el ruido a la entrada amplificado por la ganancia (G) en lineal más la aportación de un ruido añadido N_a por el propio dispositivo, se deduce la siguiente expresión:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_i G / (N_i G + N_a)} \quad (2.2)$$

Simplificando la ecuación (2.2) obtenemos:

$$F = \frac{N_a + N_i G}{N_i G} \quad (2.3)$$

Finalmente, la señal de ruido a la entrada N_i , normalmente, es considerada como la potencia de ruido térmico de una impedancia de fuente; KT_0B , donde k es la constante de Boltzmann $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, T_0 es la temperatura referente de 290 K, y B es el ancho de banda de ruido del sistema. En la ecuación, (2.4) se muestra la expresión final que surge de sustituir N_i por lo previamente explicado.

$$F = \frac{N_a + KT_0BG}{KT_0BG} \quad (2.4)$$

Para expresar el ruido en dB, en lugar de utilizar el factor de ruido en lineal, se utiliza el concepto de figura de ruido (NF).

$$NF = 10 \log_{10}(F) \quad (2.5)$$

En la mayoría de los circuitos convencionales [14], el uso del concepto de figura de ruido para describir su propio comportamiento es adecuado, sin embargo, con el desarrollo de amplificadores y circuitos de muy bajo ruido, en los que el factor de ruido es ligeramente mayor que 1, es más conveniente utilizar el concepto de temperatura equivalente de ruido T_e .

La temperatura de ruido se relaciona con el de factor de ruido a través de la siguiente ecuación expresada en Kelvins (K):

$$T_e = T_0(F - 1) \quad (2.6)$$

Todas estas ecuaciones anteriormente comentadas únicamente pueden ser aplicadas para componentes individuales en un circuito. Para conocer la figura de ruido de un circuito con varios componentes, es necesario conocer la figura de ruido y ganancia de cada componente de forma individual.

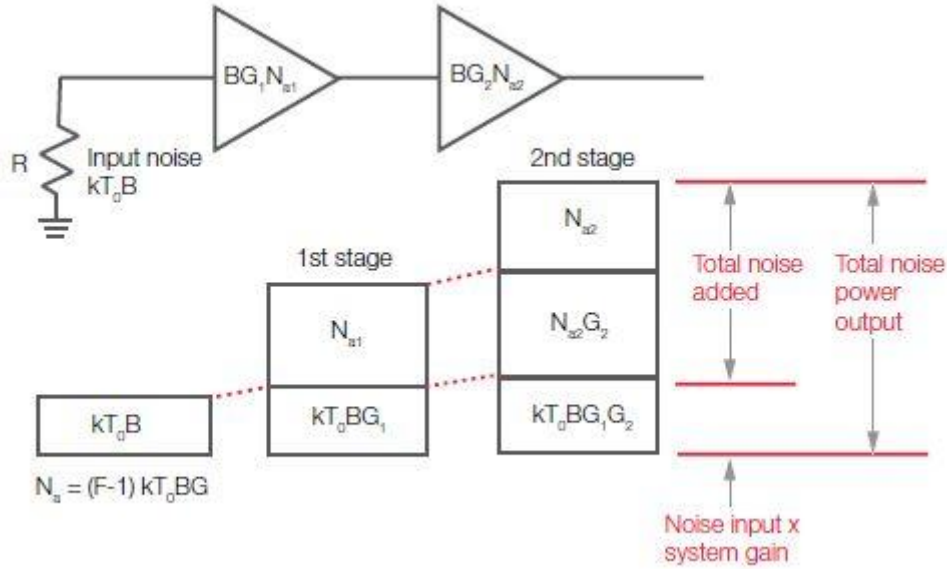


Figura 2.9. Ruido para un sistema en cascada.

En la Figura 2.9 se representa un sistema de dos etapas. El ruido N_o a la salida del sistema será, el ruido de la propia fuente de entrada kT_0B amplificado por ambas ganancias G_1 y G_2 más el ruido interno añadido por el primer amplificador N_{a1} amplificado por la ganancia del segundo, más el ruido interno del segundo amplificador N_{a2} .

$$N_o = kT_0BG_1G_2 + N_{a1}G_2 + N_{a2} \quad (2.7)$$

Despejando de la ecuación (2.4) el ruido interno N_a , se obtiene:

$$N_a = kT_0BG(F - 1) \quad (2.8)$$

Si se sustituye en la ecuación (2.7) la ecuación (2.8) para cada etapa respectivamente, se obtiene:

$$N_o = kT_0BG_1G_2 + kT_0BG_1(F_1 - 1)G_2 + kT_0BG_2(F_2 - 1) \quad (2.9)$$

Desarrollando los productos de la ecuación, se obtiene:

$$N_o = kT_0BG_1G_2 + F_1kT_0BG_1G_2 - kT_0BG_1G_2 + kT_0BG_2F_2 - kT_0BG_2 \quad (2.10)$$

Operando la ecuación (2.10) y agrupando términos, el ruido resulta:

$$N_o = kT_o B G_1 G_2 \left(F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \right) \quad (2.11)$$

Por lo tanto, el factor de ruido de un circuito con dos etapas sería el siguiente (Fórmula de Friis):

$$F_{sis} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (2.12)$$

Para un grupo compuesto por N etapas, la temperatura equivalente de ruido del sistema resulta:

$$T_{sis} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots \frac{T_n}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.13)$$

Con $n=1, 2, 3 \dots N$. T_n es la temperatura equivalente y G_{n-1} es la ganancia de cada etapa.

Para la medición del ruido del amplificador TGA2612, se usará los mismos puntos de polarización que han sido utilizado en los parámetros de scattering. Además, para su medida es necesario utilizar una fuente de ruido y un analizador de ruido, que en nuestro caso son la fuente de ruido modelo N4000A SNS (Smart Noise Source, Agilent, 10 MHz-18 GHz), con una ENR (Excess Noise Ratio) de 6 dB y el medidor de ruido NFA8975A (Noise Figure Analyzer, Agilent, 10 MHz-26.5 GHz). Para la medida se utiliza la técnica del factor-Y [13]. Para obtener el factor-Y es necesario dos potencias de ruido distintas, las cuales son proporcionadas por la propia fuente de ruido. La fuente de ruido es polarizada mediante el analizador de ruido, el cual le proporciona una señal cuadrada de 0 V (fuente apagada) y de 28 V (fuente encendida), de esta forma se obtienen las dos potencias necesarias. Las fuentes de ruido se encuentran caracterizadas por un parámetro denominado ENR (Excess Noise Ratio), el cual está definido por el fabricante de la propia fuente. En las fuentes inteligentes SNS (Smart Noise Source), como es en nuestro caso, los valores de ENR se encuentran en una memoria interna de la fuente a la que el analizador accede cuando son conectados. La ENR se calcula con la siguiente expresión:

$$ENR = \frac{T_{SON} - T_{SOFF}}{T_o} \quad (2.14)$$

T_{SON} se refiere a la temperatura de la fuente de ruido cuando está encendida mientras que, por el contrario, T_{SOFF} se refiere a su temperatura cuando está apagada. Por su parte, T_o se refiere a la temperatura ambiente, 290 K.

El proceso de medida está dividido en dos partes, la primera es la calibración y después se realiza la medida en sí. El proceso de calibración se realiza obteniendo mediante la fuente de ruido el ruido en la segunda etapa, es decir el ruido del NFA, para después poder tener en cuenta este valor a la hora de calcular el ruido del DUT (Device Under Test). Posteriormente, para la segunda parte del proceso de medida, se incorpora el DUT entre la fuente de ruido y el NFA.

En la Figura 2.10 y 2.11 se representan la calibración y la medida respectivamente.

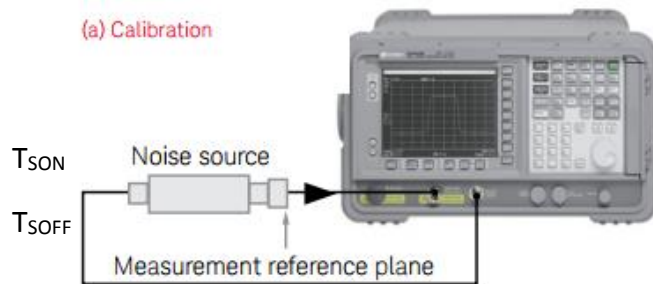


Figura 2.10. Esquema de la calibración para la medida de ruido.

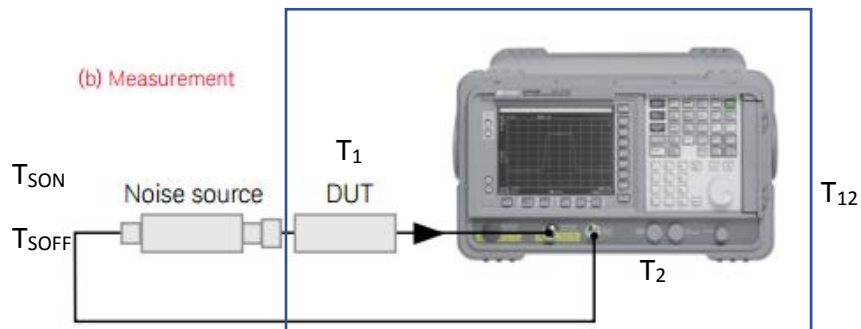


Figura 2.11. Esquema de medida para la medida del ruido.

El factor-Y es la relación de las potencias de ruido o bien de las temperaturas de ruido con la fuente de ruido apagada o encendida:

$$Y = \frac{N^{ON}}{N^{OFF}} = \frac{kT^{ON}BG}{kT^{OFF}BG} = \frac{T^{ON}}{T^{OFF}} \quad (2.15)$$

donde N^{ON} es la potencia de ruido con la fuente encendida y N^{OFF} es la potencia de ruido con la fuente apagada.

Para realizar la calibración es necesario configurar el sistema como se ha indicado en la Figura 2.10, siendo T_2 la temperatura del NFA y N_2^{ON} y N_2^{OFF} la potencia de ruido del NFA cuando la fuente de ruido está encendida y apagada respectivamente.

$$Y_2 = \frac{N_2^{ON}}{N_2^{OFF}} = \frac{T_S^{ON} + T_2}{T_S^{OFF} + T_2} \quad (2.16)$$

Despejando la variable T_2 se obtiene:

$$T_2 = \frac{T_S^{ON} + Y_2 T_S^{OFF}}{Y_2 - 1} \quad (2.17)$$

Para terminar, se introduce el DUT entre la fuente y el NFA y se vuelve a medir el factor-Y, pero en este caso del sistema que forman el DUT y el NFA, siendo N_{12}^{ON} la potencia de ruido del conjunto con la fuente encendida y N_{12}^{OFF} con la fuente apagada. La temperatura del conjunto se considera T_{12} .

$$Y_{12} = \frac{N_{12}^{ON}}{N_{12}^{OFF}} = \frac{T_S^{ON} + T_{12}}{T_S^{OFF} + T_{12}} \quad (2.18)$$

Despejando T_{12} se obtiene:

$$T_{12} = \frac{T_S^{ON} + Y_{12} T_S^{OFF}}{Y_{12} - 1} \quad (2.19)$$

Para poder calcular la temperatura de ruido del DUT, es necesario es necesario conocer antes su ganancia (G_1). Para ello se utilizarán las potencias de ruido medidas con DUT y en la calibración sin el DUT, y se utilizará la siguiente expresión:

$$G_1 = \frac{N_{12}^{ON} - N_{12}^{ON}}{N_{12}^{ON} - N_{12}^{ON}} \quad (2.20)$$

Utilizando la Fórmula de Friis, es posible el cálculo de la temperatura T_1 del DUT:

$$T_1 = T_{12} - \frac{T_2}{G_1} \quad (2.21)$$

Siguiendo los pasos descritos anteriormente, utilizando la técnica del factor-Y, las medidas de la temperatura equivalente de ruido y la ganancia del TGA2612 han dado como resultado los siguientes valores de ganancia y figura de ruido de 3 a 15 GHz, mostrados en la Figura 2.12 para diferentes puntos de polarización.

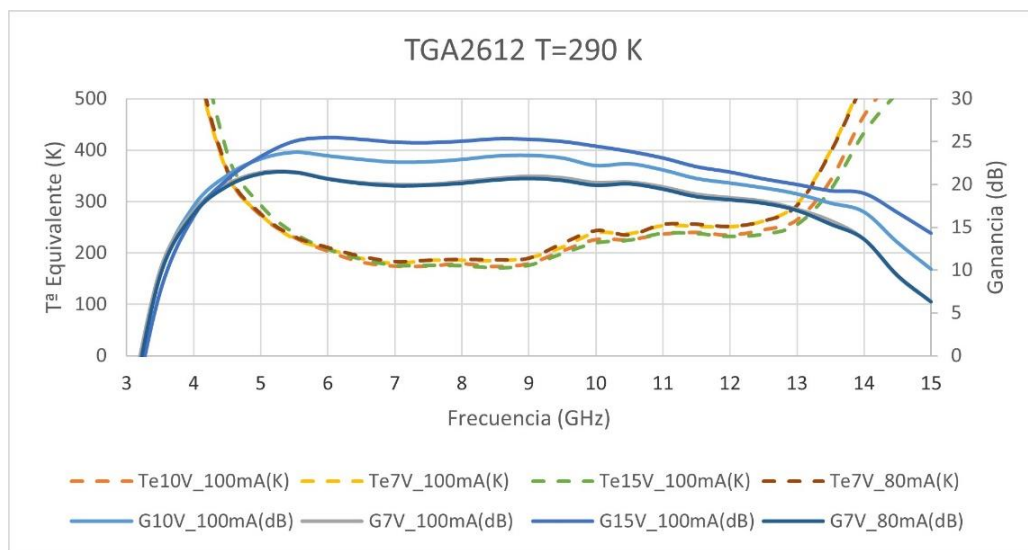


Figura 2.12. Temperatura equivalente de ruido y ganancia del LNA TGA2612 a temperatura ambiente (300 K).

Las temperaturas equivalentes de ruido son muy similares para todos los puntos de polarización y la diferencia se marca en la ganancia. Como es obvio, cuando más voltaje reciba el MMIC mayor ganancia presentará, pero es necesario encontrar un equilibrio dentro de esto, ya que un mayor voltaje también supone un consumo mayor, sin ninguna mejora de ruido significativa. Por ello se utiliza el punto de polarización $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA ya que presenta muy buenas características.

Por último, antes de realizar las medidas a temperatura criogénica, se observa cual es la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del DUT (Pin-Pout) y se determinará cual es el punto en el que la ganancia se comprime 1 dB (P1dB). Para ello se utilizará el generador de señal 83650B (Agilent 10 MHz- 50 GHz) y el sensor de potencia 8485A (Agilent, 50 MHz – 33 GHz) que puede medir desde -30 dBm hasta +20 dBm. Además, se utilizará un cable coaxial para conectar el generador al DUT, que introduce unas pérdidas a 9 GHz de aproximadamente 0.8 dB.

Por último, se colocará a la salida del DUT un atenuador de 10 dB para evitar que el sensor de potencia pueda ser dañado, por lo que para la obtener la potencia a la salida del DUT, a la potencia medida a la salida se le suma esos 10 dB que introduce el atenuador. En la siguiente figura se muestra un esquema de cómo ha sido configurado el sistema:

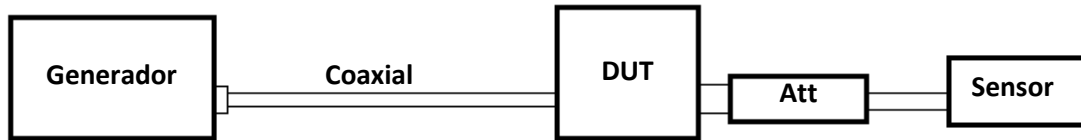


Figura 2.13 Esquema del sistema de medida del LNA TGA2612 a Temperatura ambiente.

Siguiendo los pasos anteriormente comentados, y corregida la atenuación de 10 dB, se llega al siguiente resultado del TGA2612 en cuanto a ganancia y potencia de salida frente a potencia de entrada a una frecuencia de 9 GHz y con un punto de polarización $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA.

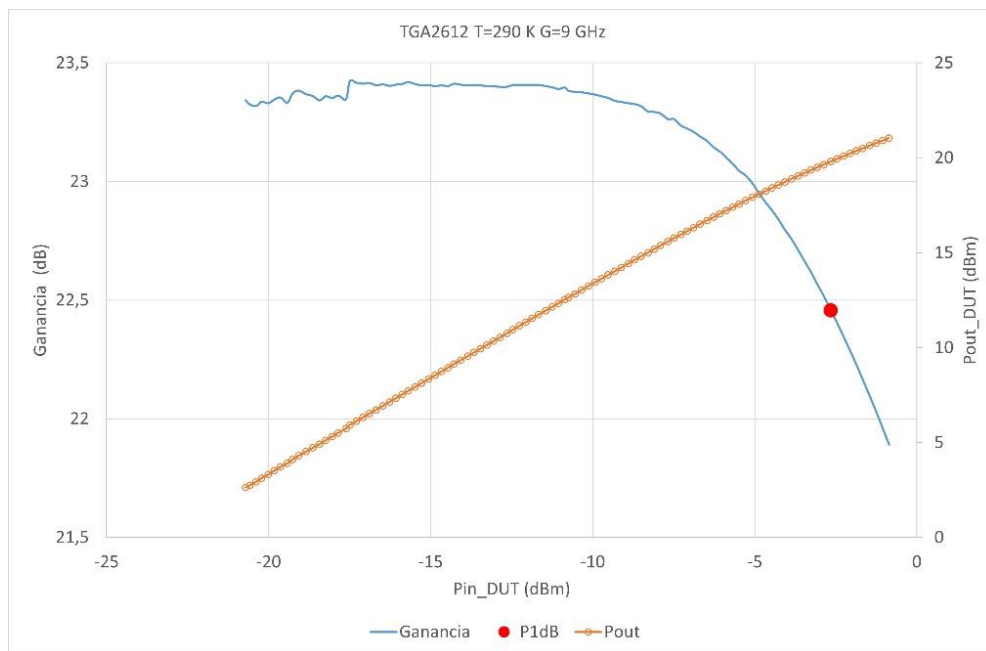


Figura 2.14. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNA TGA2612 a 9 GHz $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA a temperatura ambiente (300 K).

En la Figura 2.14 se puede observar que la ganancia en la zona lineal del LNA TGA2612 para una frecuencia de 9 GHz es de 23.3 dB y esta zona lineal se mantiene hasta aproximadamente una potencia de entrada $P_{IN}=-10$ dBm, a partir de la cual la ganancia comienza a caer. La potencia de salida del amplificador en el punto de compresión de 1 dB (P1dB) ha resultado ser $P1dB_{OUT}=+19.8$ dBm.

2.3. Medidas a temperatura criogénica

Una vez obtenidos los resultados de las medidas a temperatura ambiente, se pasa a realizar las medidas a temperatura criogénica del TGA2612.

El primer paso es introducir el DUT en el criostato. El criostato es un dispositivo que permite mantener a temperaturas criogénicas lo que se encuentra en su interior. Es necesario que el DUT quede anclado a la base fría del criostato lo mejor posible, ya que de esa forma podrá llegar a temperaturas más bajas. Los anclajes son de cobre y están conectados al chasis donde está montado el LNA TGA2612 y a la base del criostato, donde, además, se coloca un poco de Indio que actúa como conductor térmico mejorando el contacto entre los anclajes y el chasis. Una vez que esté todo bien fijado, se coloca el sensor de temperatura en el DUT, se cierra el criostato y con una bomba de vacío se extrae el aire que hay en su interior, reduciendo la presión interna hasta unos cientos de microbares. Cuando se alcanza esta presión, se enciende un compresor que mediante un ciclo cerrado de Helio permite enfriar el DUT. El compresor del criostato cuenta con un sistema de enfriamiento por agua que elimina su calor.

La primera medida que se lleva a cabo es la medida del ruido. Esta se lleva a cabo utilizando la técnica del atenuador frío [13], la cual consiste en colocar a la entrada del DUT un atenuador enfriado dentro del criostato, con un banco de medida como en el mostrado en el Figura 2.15. La fuente de ruido externa utilizada es la 346K01 (Agilent 1 GHz – 50 GHz) con ENR típico de 7 dB y que posee un conector de 2.4 mm. Esta es capaz de proveer dos potencias de ruido diferentes, una cuando la fuente está encendida denominada T_{ON} y otra cuando está apagada conocida como T_{OFF} .

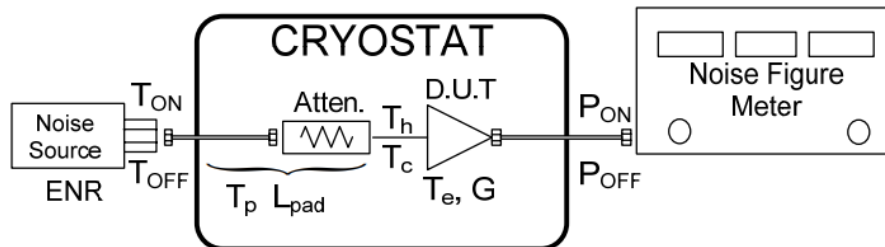


Figura 2.15. Esquema del método del atenuador frío para medida de ruido en criogenia.

Para hallar el valor de la temperatura caliente, T_h y la temperatura fría, T_c , a la entrada del DUT; es necesario saber cuál es la temperatura hasta la que ha conseguido bajar el atenuador, en nuestro caso fueron 15.71 K mientras que el DUT consiguió bajar hasta los 15.46 K. Siendo T_p la temperatura física del atenuador, es posible hallar cuál es el valor de su temperatura de ruido, conociendo su valor de atenuación (L_{ATT}), como:

$$T_{ATT} = T_p(L_{ATT} - 1) \quad (2.22)$$

Una vez obtenida esta variable, es posible calcular el valor de T_h y de T_c a la entrada del DUT:

$$T_h = \frac{T_{ON} + T_{ATT}}{L_{ATT}} \quad (2.23)$$

$$T_c = \frac{T_{OFF} + T_{ATT}}{L_{ATT}} \quad (2.24)$$

Conociendo los valores de atenuación del atenuador ($L_{ATT} \sim 20$ dB) para el rango de frecuencias de medida y la temperatura física, T_p , a la que se encuentra durante la medida, se introducen en el NFA como una tabla de pérdidas antes del DUT, y mediante una serie de cálculos, proporciona el valor de la ganancia y de la temperatura equivalente de ruido del DUT. Mediante un programa realizado en MATLAB® para control de instrumentación, se controla el NFA 8975A. Se realiza un barrido en frecuencia que va desde los 3 GHz hasta los 15 GHz, y se mide el LNA TGA2612 enfriado a 15.46 K, con diferentes puntos de polarización comprendidos entre los 5 V y los 9 V para la tensión de drenador y entre los 30 mA y los 50 mA para corriente de drenador. Finalmente, dos puntos de polarización han destacado sobre el resto, presentando la mejor ganancia y la temperatura equivalente de ruido más baja.

- **Punto 1:** La tensión de drenador es $V_D=6$ V mientras que la corriente de drenador es $I_D=40.8$ mA. Cabe también destacar que la tensión de puerta es $V_G=-2.18$ V. Se ha obtenido una ganancia de $G=23.4$ dB y la temperatura de ruido mínima que se ha conseguido es $T_e=20.2$ K a 7 GHz. La ganancia y temperatura de ruido para esta polarización se muestra en el Figura 2.16.

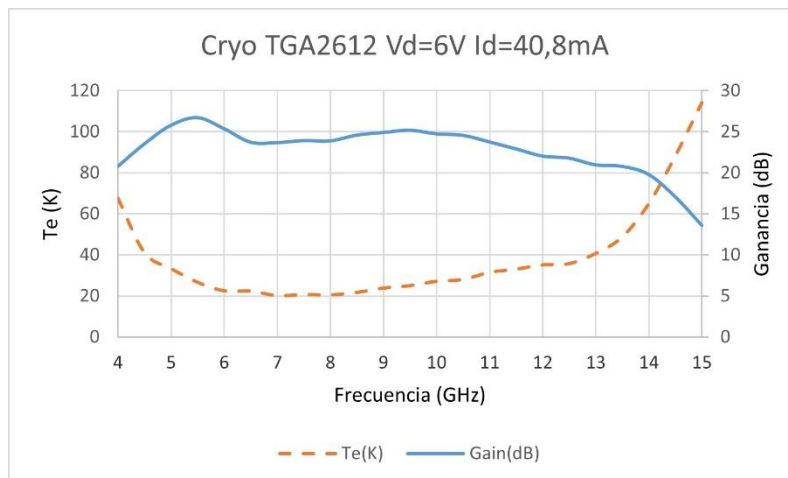


Figura 2.16. Temperatura de ruido y ganancia del TGA2612 para $V_D=6$ V e $I_D=40.8$ mA, a una temperatura de 15.46 K.

- **Punto 2:** La tensión en el drenador es $V_D=6.5$ V y la corriente que circula es $I_D=35.2$ mA. En este punto se ha alcanzado una ganancia de $G=24$ dB y una $T_e=20$ K a 7 GHz. La ganancia y temperatura de ruido para esta polarización se muestra en el Figura 2.17.

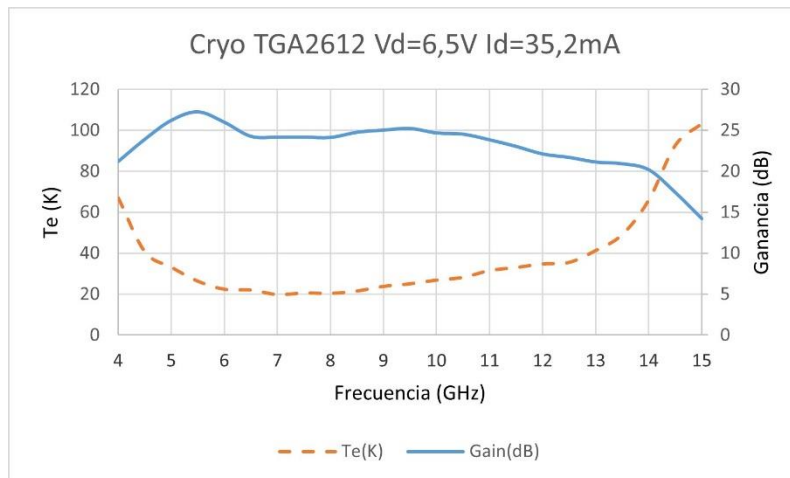


Figura 2.17. Temperatura de ruido y ganancia del TGA2612 para $V_D=6.5$ V e $I_D=35.2$ mA, a una temperatura de 15.46 K.

Como último paso, se realizará una medida de la potencia de entrada frente a la potencia de salida, determinando además cual es el punto donde la ganancia cae 1 dB, tal y como se hizo en el apartado 2.2. en las medidas a temperatura ambiente. Los instrumentos de medida utilizados serán los mismos que se utilizaron anteriormente, es decir, como generador el 83650B, como sensor de potencia el 8485A que va desde -30 dBm hasta +20 dBm y como medidor de potencia el E4418B. A la hora de realizar las medidas, se debe tener en cuenta que como se está utilizando la técnica del atenuador frío y como su propio nombre indica, a la entrada del DUT hay un atenuador de 20 dB. Además, a la salida del criostato se ha colocado otro atenuador, esta vez de 10 dB para evitar dañar el sensor de potencia con potencias excesivamente altas.

Estas medidas se han realizado tanto a 7 GHz como a 9 GHz, dos puntos de la banda donde mejores características presenta el TGA2612, para un punto de polarización de $V_D=6.5$ V y una corriente de $I_D=35.2$ mA. El barrido de potencias en el generador se efectúa desde los -10 dBm hasta los +17 dBm con un paso de 0.2 dB.

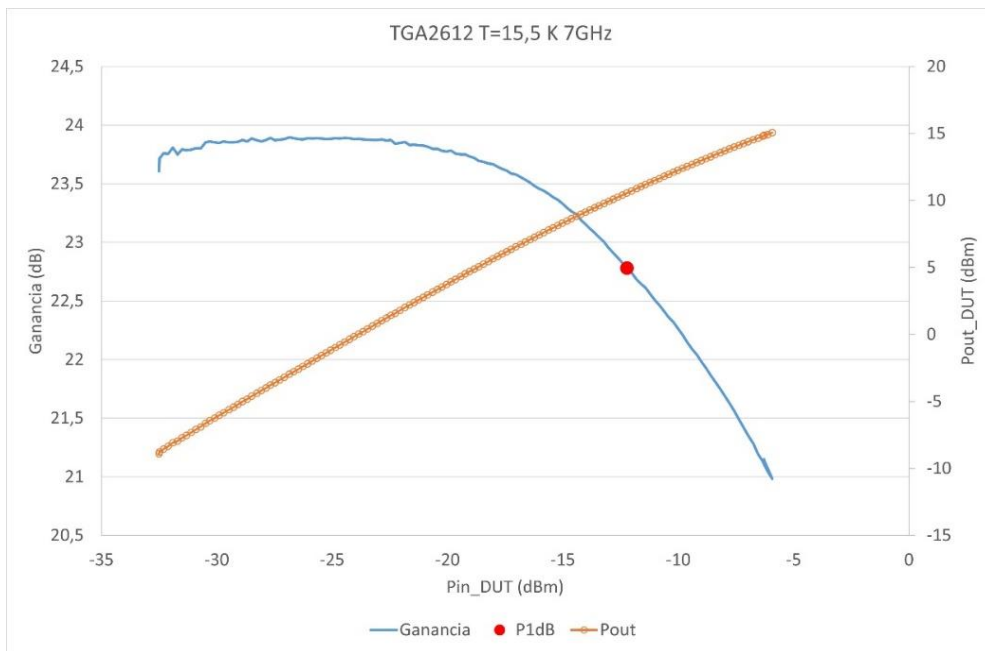


Figura 2.18. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del TGA2612 a $T=15.5$ K y frecuencia 7 GHz.

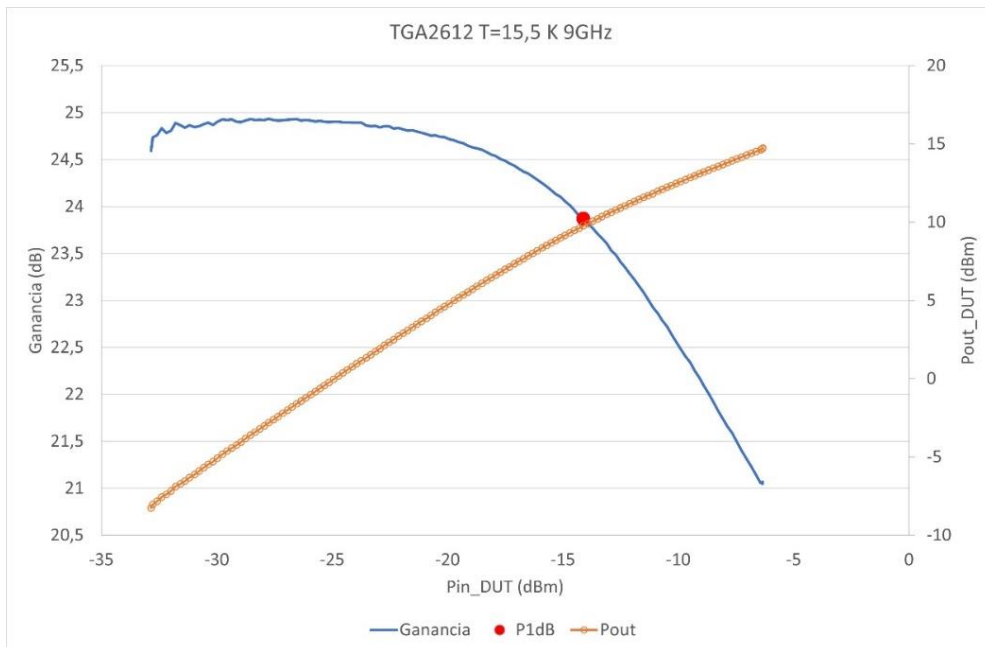


Figura 2.19. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del TGA2612 a $T=15.5$ K y frecuencia 9 GHz.

En las Figuras 2.18 y 2.19, ambas con un barrido de potencia de entrada al amplificador que va desde los -35 dBm hasta -5 dBm, se puede observar en el punto de compresión 1 dB tanto la ganancia como la potencia de salida del LNA TGA2612. A 7 GHz la ganancia en la zona lineal tiene un valor de 23.7 dB, mientras que a 9 GHz presenta una ganancia de 24.9 dB. En ambas frecuencias la ganancia comienza a caer cuando la potencia de entrada vale -20 dBm, sin embargo, la potencia de salida del TGA2612 en el punto de compresión 1 dB varía dependiendo de la frecuencia, siendo para 7 GHz $P_{1dB_{OUT}}^{7GHz}=+10.55$ dBm mientras que para 9 GHz vale $P_{1dB_{OUT}}^{9GHz}=+9.76$ dBm.

2.4. Conclusiones

El LNA TGA2612 no es un amplificador que se comercializa para enfriar criogénicamente, sin embargo, pese a ser la primera vez que se enfría, ha demostrado funcionar a temperaturas bajas y no ha presentado inestabilidades en los múltiples puntos de polarización en los que ha sido polarizado. Para una polarización de $V_D=6.5$ V y una corriente de $I_D=35.2$ mA el amplificador ha alcanzado una ganancia de 25 dB y una temperatura de ruido mínima de 20 K a 7 GHz. Cabe destacar también que ha presentado un P1dB a la salida alto, mayor de +9 dBm tanto a 7 GHz como a 9 GHz, en comparación con resultados a temperaturas criogénicas de amplificadores de bajo ruido con otras tecnologías.

En contraparte a las capacidades que ha demostrado el LNA TGA2612 a temperaturas criogénicas, hay que destacar que el ruido obtenido a estas frecuencias es algo alto en comparación con otras tecnologías que han aflorado mejores resultados y, además, su consumo también es alto.

Capítulo 3

3. Elección de transistor para etapa preamplificadora

En este capítulo se analizan los modelos de dos transistores en tecnología de GaN (Nitruro de Galio) para el diseño de una etapa amplificadora de bajo ruido.

El primer paso a realizar ha sido elegir cuál de los dos transistores de los que se disponían (TGF2933 y TGF2935), presenta unas características mejores para actuar como etapa preamplificadora del LNA TGA2612. Para determinar esto, se han comparado los parámetros de ruido y ganancia que estos dos transistores de los que se tienen sus modelos de pequeña señal para el simulador de circuitos ADS (Keysight Advanced Design Systems). Estos modelos han sido realizados por Modelithics®, y proporcionan tanto los parámetros de Scattering así como los parámetros de ruido, para varios puntos de polarización. Ambos transistores poseen hasta 6 puntos de polarización diferentes que son indicados por Modelithics® en las hojas de datos de los transistores:

	TGF2933	TGF2935
Punto 1	$V_D=12\text{ V } I_D=80\text{ mA}$	$V_D=12\text{ V } I_D=40\text{ mA}$
Punto 2	$V_D=12\text{ V } I_D=160\text{ mA}$	$V_D=12\text{ V } I_D=80\text{ mA}$
Punto 3	$V_D=20\text{ V } I_D=80\text{ mA}$	$V_D=20\text{ V } I_D=40\text{ mA}$
Punto 4	$V_D=20\text{ V } I_D=160\text{ mA}$	$V_D=20\text{ V } I_D=80\text{ mA}$
Punto 5	$V_D=28\text{ V } I_D=80\text{ mA}$	$V_D=28\text{ V } I_D=40\text{ mA}$
Punto 6	$V_D=28\text{ V } I_D=160\text{ mA}$	$V_D=28\text{ V } I_D=80\text{ mA}$

Tabla 2. Puntos de polarización de los transistores TGF2933 y TGF2935.

En primer lugar, se ha realizado un barrido en frecuencia en la banda que va desde los 6 GHz hasta los 12 GHz, para comparar la ganancia que presentan ambos transistores y queda reflejado en la figura 3.1, para el punto 4 de polarización de la Tabla 2.

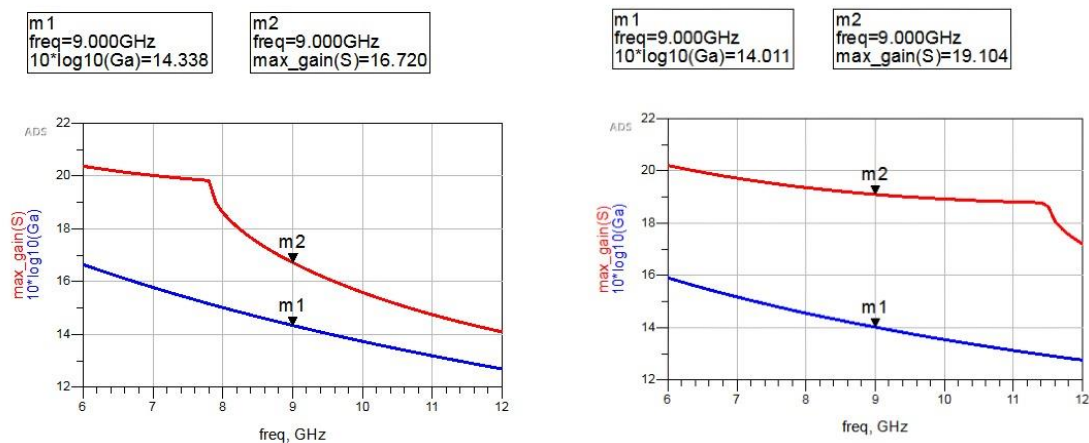


Figura 3.1. Máxima ganancia disponible y ganancia disponible (Ga) del TGF2933 (izquierda) y del TGF2935 (derecha) - Punto 4 de polarización.

Para estas simulaciones de la Figura 3.1, se ha utilizado el punto de polarización que ofrecía unas mejores características de máxima ganancia estable (max_gain) y de ganancia disponible (Ga) para una impedancia del generador 50 Ohm, es decir, para el TGF2933 una tensión de drenador $V_D=20$ V y una corriente por el drenador $I_D=160$ mA, mientras que para el TGF2935 los valores han sido $V_D=20$ V e $I_D=80$ mA.

La máxima ganancia para un transistor incondicionalmente estable (condición de Rollet $K>1$) se define como [15]:

$$G_{Tmax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad (3.1)$$

con

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.2)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}| \quad (3.3)$$

En el caso de un transistor condicionalmente estable (condición de Rollet $K<1$), la máxima ganancia estable se define como:

$$G_{msg} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (3.4)$$

Esta ganancia permite comprar la ganancia de los dispositivos funcionando en condiciones de estabilidad.

En la Figura 3.1. se puede observar que al inicio de la banda ambos transistores presentan una ganancia máxima similar, en torno a los 20 dB para una frecuencia 6 GHz, sin embargo, a una frecuencia cercana a los 8 GHz, el transistor TGF2933 se convierte en incondicionalmente estable (factor de estabilidad $K > 1$) y la ganancia cae hasta un valor de 16.7 dB a 9 GHz. Mientras que por su parte la máxima ganancia de TGF2935 se mantiene casi constante hasta los 11.5 GHz siendo condicionalmente estable, y presentando un valor de 19.1 dB a los 9 GHz de, 2.4 dB más que el TGF2933 a esa frecuencia. Finalmente, a los 12 GHz, la ganancia máxima del TGF2933 tiene un valor de 14 dB y la de TGF2935 vale 17 dB.

A continuación de comparar la ganancia, se ha comparado el ruido que presentan, y los resultados obtenidos han sido representados en la Figura 3.2. En este caso, se ha representado para ambos amplificadores la figura de ruido mínima para todos sus puntos de polarización.

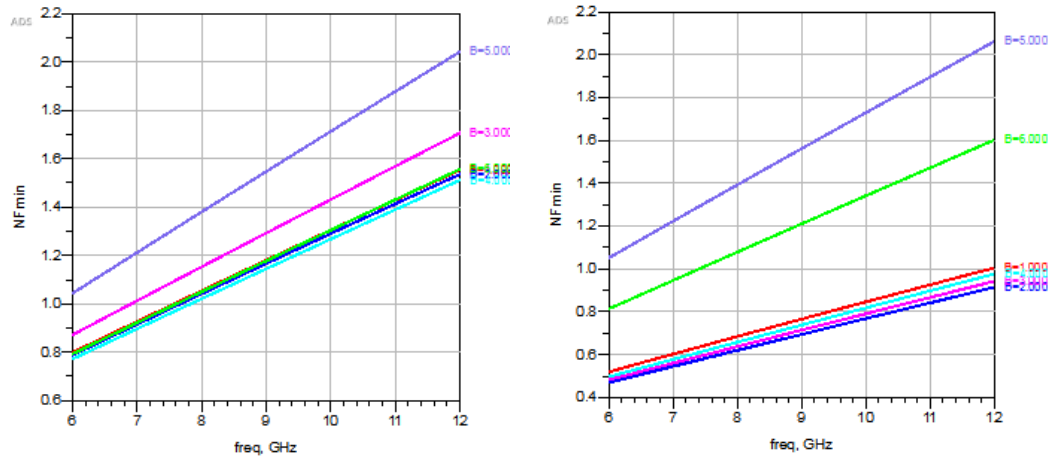


Figura 3.2. NFmin del TGF2933 (izquierda) y del TGF2935 (derecha) para 6 puntos de polarización (Rojo: Punto 1, Azul: Punto 2, Malva: Punto 3, Cian: Punto 4, Morado: Punto 5, Verde: Punto 6).

Finalmente, se ha decidido utilizar el transistor TGF2935 con una polarización de $V_D=20$ V e $I_D=80$ mA debido a que presenta una ganancia mucho más estable a lo largo de la banda de 6 a 12 GHz y una figura de ruido mucho menor.

3.1. Transistor TGF2935 GaN Qorvo

El TGF2935 es un transistor de alta movilidad de electrones (HEMT) fabricado en GaN mediante un proceso de SiC por la empresa Qorvo [3.1]. El dispositivo está construido mediante el proceso QGaN15 de Qorvo, explicado en el capítulo 1. Este transistor puede trabajar hasta una frecuencia máxima de 25 GHz y presenta una figura de ruido típica de 1.3 dB. Está diseñado para usarse principalmente en aplicaciones de defensa y para la construcción de amplificadores de potencia con bajo ruido. El chip presenta unas dimensiones físicas de 0.601 mm de largo, 0.551 mm de ancho y un grosor de 0.1 mm. Como se muestra en el esquema de la Figura 3.3, el transistor tiene su terminal de fuente conectado a masa, lo que no permite realizar realimentaciones de fuente para conseguir mejor adaptación de entrada con bajo ruido.

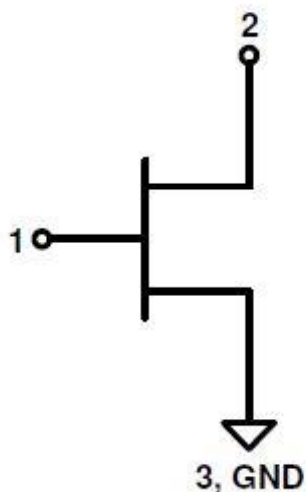


Figura 3.3. Esquema general del TGF2935.

El TGF2935 presenta una anchura de puerta unidad de aproximadamente $50\ \mu\text{m}$ (Figura 3.4) con 16 dedos de puerta, lo que hace una anchura de puerta total de $800\ \mu\text{m}$ y la longitud de puerta del transistor es de $150\ \text{nm}$. La fuente del transistor está conectada con su parte posterior, la cual actúa como la masa, mediante 6 “via holes” (Figura 3.5). Otra característica a destacar, es que el TGF2935 consta de 16 dedos divididos en dos secciones de 8 dedos cada una (Figura 3.6).

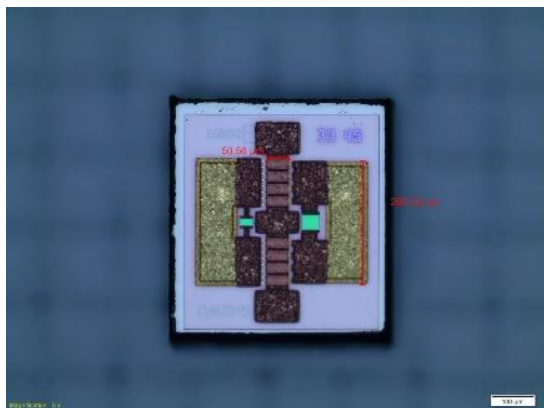


Figura 3.4. Transistor TGF2935.

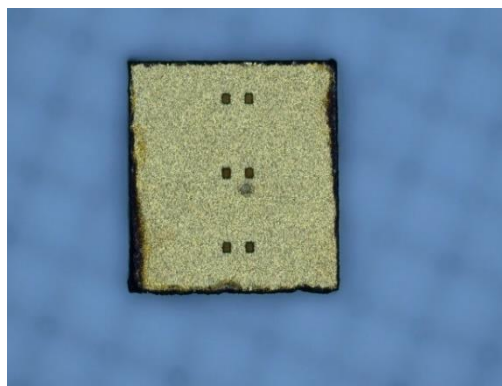


Figura 3.5. Reverso del transistor TGF2935.

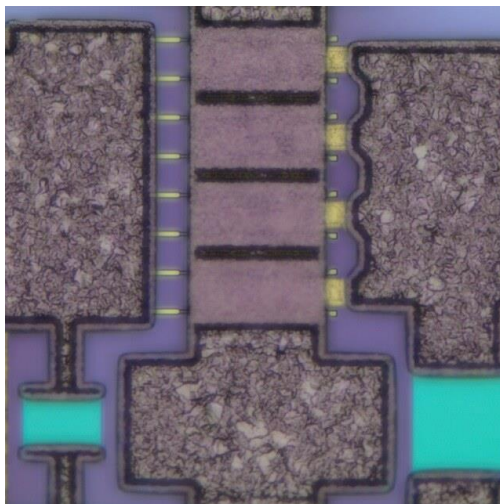


Figura 3.6. Detalle de la puerta del transistor TGF2935.

Una vez comentadas las características físicas del TGF2935, se han simulado los parámetros de scattering utilizando el punto de polarización $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA y se ha realizado un barrido de frecuencias desde 1 GHz hasta 20 GHz:

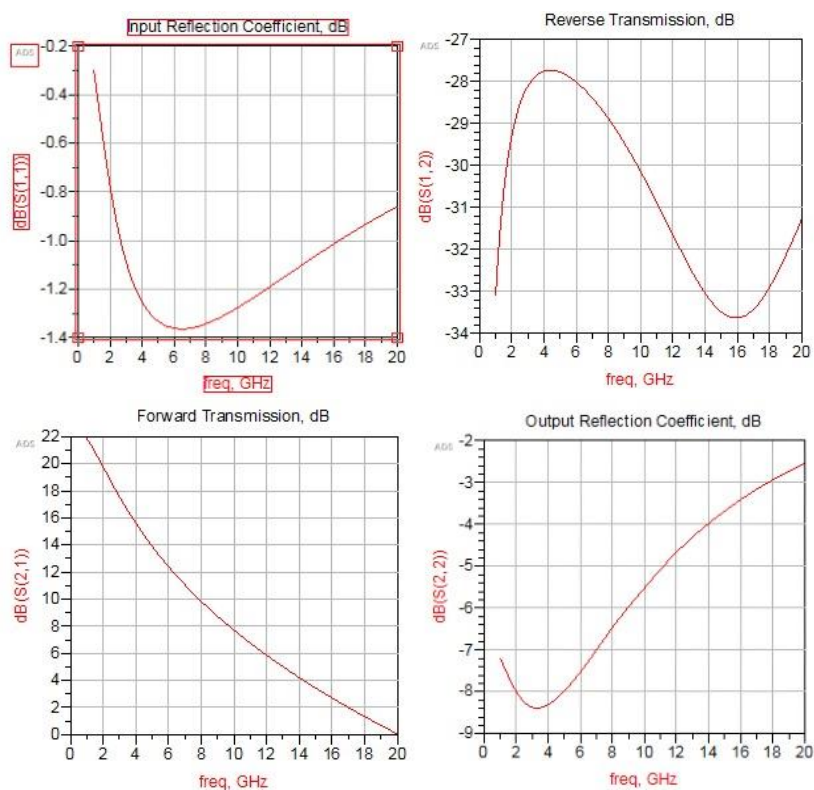


Figura 3.7. Parámetros de scattering del TGF2935 con $V_D = 20$ V, $I_D = 80$ mA.

Los parámetros de scattering del TGF2935, son los típicos que presenta un transistor. No está bien adaptado a 50 Ohm ni en la entrada (S11) ni en la salida (S22) y además presenta una caída de ganancia conforme aumenta la frecuencia (S21). Tampoco se le puede considerar un dispositivo unilateral ya que su parámetro S21 no es 0. Con estos parámetros de scattering, es posible calcular el factor de estabilidad del transistor, el cual es incondicionalmente estable a partir de 11 GHz como se pudo observar en la Figura 3.1.

Al no tener la capacidad de medir el transistor TGF2935, se han obtenido los diferentes parámetros de ruido del modelo de simulación que proporciona Modelithics® para ADS a temperatura ambiente. Estos parámetros son la Resistencia equivalente de ruido (R_n), la mínima figura de ruido (NF_{min}) y el coeficiente de reflexión óptimo de ruido (S_{opt}).

En la Figura 3.8 se muestra la ganancia disponible para una impedancia de entrada de 50 Ohm y la figura de ruido mínima. En la figura 3.9 se muestra la resistencia equivalente de ruido, cuyo valor determina el aumento en la figura de ruido para impedancias de entrada diferentes a la impedancia de ruido óptima. Este valor tendrá una influencia mucho menor a temperatura criogénica.

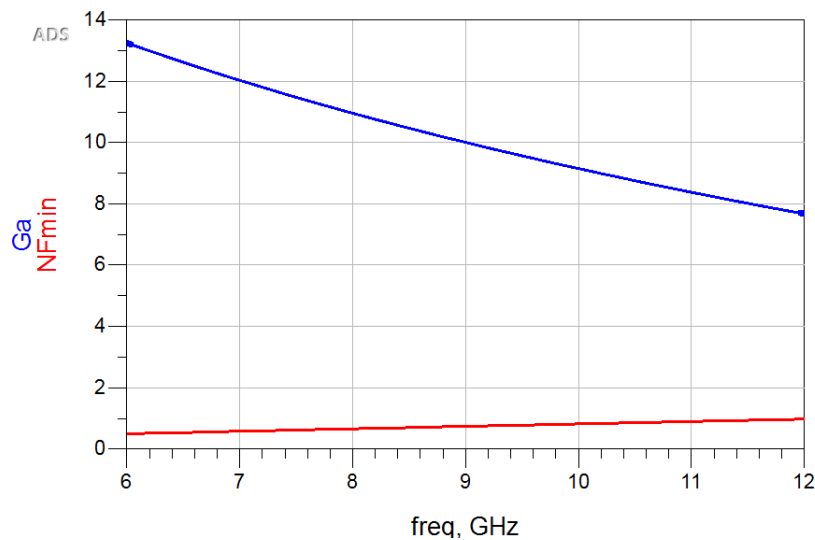


Figura 3.8. Ga (Azul) y NFmin (Rojo) del transistor TGF2935 con una polarización $V_D=20$ V, $I_D=80$ mA.

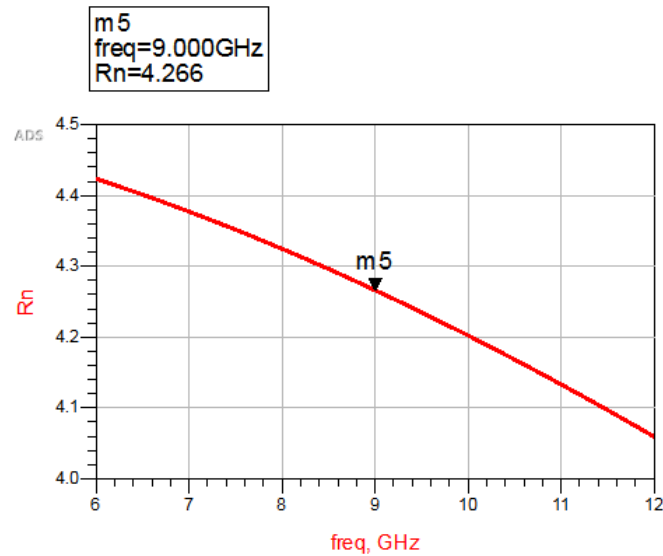


Figura 3.9. Resistencia equivalente de ruido del transistor TGF2935 con una polarización $V_D=20$ V, $I_D=80$ mA.

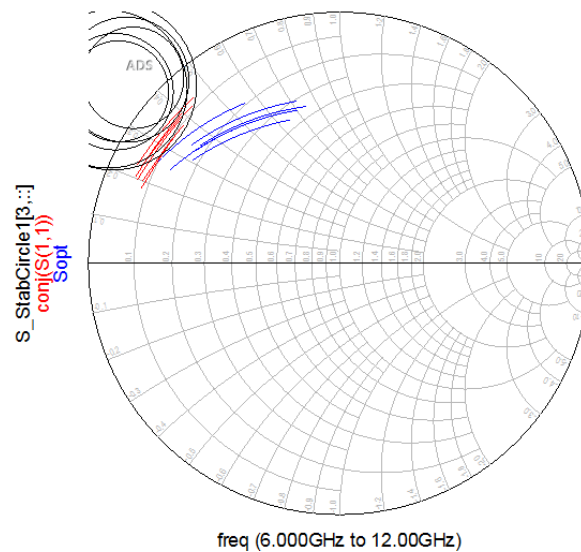


Figura 3.10. S_{opt} y Conjugado de S_{11} del TGF2935 con una polarización $V_D=20$ V, $I_D=80$ mA representado en la carta de Smith.

En la Figura 3.10. se pueden observar la impedancia óptima de ruido (S_{opt}), el coeficiente de reflexión complejo conjugado a la entrada del transistor (S_{11}^*) y los círculos de estabilidad a la entrada para frecuencias de 6 a 12 GHz. Los círculos de estabilidad muestran que el transistor es condicionalmente estable en esas frecuencias. El diseño de bajo ruido se realiza adaptando a la impedancia óptima de ruido, que al no coincidir con el S_{11}^* , no se podrá conseguir una buena adaptación de entrada. Por otro lado, el S_{11}^* coincide con las zonas de coeficientes de reflexión

inestables, indicadas por los círculos de estabilidad, en cambio el coeficiente de reflexión óptimo no llega en ningún momento a cruzarse con ellos, lo que indica que el transistor TGF2935 se puede adaptar al S_{opt} de manera estable.

3.2. Conclusiones

Los modelos pequeña señal con ruido, disponibles a temperatura ambiente, de dos modelos de transistores de GaN, TGF2933 y TGF2935 han sido analizados en el simulador ADS. El transistor TGF2935 se ha escogido para el diseño de la etapa amplificadora de bajo ruido de 6 a 12 GHz, mediante la comparación de los resultados obtenidos de simulación de ganancia y ruido. El modelo del TGA2612, para un punto de polarización $V_D=20$ V, $I_D=80$ mA, tiene una figura de ruido mínima menor de 1 dB. Se trata de un transistor condicionalmente estable, estando su impedancia óptima de ruido a la entrada en zona de impedancias estables de la carta de Smith.

Capítulo 4

4. Diseño del amplificador de una etapa preamplificadora

A la hora de diseñar un amplificador existen dos métodos diferentes, uno es el diseño de amplificadores de alta potencia y otro, el que se ha utilizado en este trabajo, es el diseño de amplificadores de bajo ruido.

Para el diseño de bajo ruido [17], se han de tener en cuenta los siguientes parámetros de ruido: Figura de ruido mínima (F_{min}), resistencia de ruido (R_n) y la impedancia óptima de ruido (Z_{on}) los cuales son imprescindibles para el cálculo de la figura de ruido:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_G} |Z_g - Z_{on}|^2 \quad (4.1)$$

La impedancia óptima de ruido se refiere a la entrada del transistor, por la tanto para el diseño de bajo ruido, lo primero será diseñar la red de entrada. El diagrama de bloques de una etapa amplificadora se muestra en la Figura 4.1. Dado que figura de ruido viene determinado por el valor de Γ_s , habrá un compromiso entre ganancia y figura de ruido. Para el diseño de la red de entrada para bajo ruido, es necesario fijarse en el coeficiente de reflexión óptimo de ruido (Γ_{opt}), para que, desde el plano de referencia situado a la salida de la red de entrada, el transistor vea $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$. Esto resultará que la entrada del amplificador pueda no estar bien adaptada. Una vez diseñada la red de entrada, se utilizará el conjunto formado por la red de entrada y el transistor para diseñar una red de salida para que presente un coeficiente de reflexión $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$, es decir, adaptación conjugada para mayor ganancia.

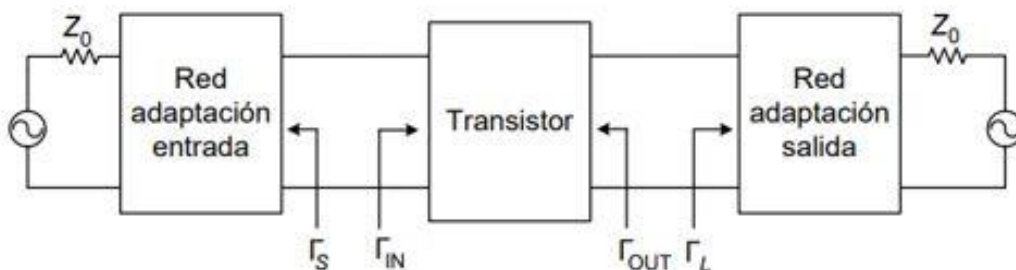


Figura 4.1. Diagrama de bloques de la etapa amplificadora diseñada.

4.1. Red de Entrada

Para diseñar la red de entrada, se ha buscado conseguir la Γ_{opt} , sacrificando tener una buena adaptación para intentar conseguir una figura de ruido lo mejor posible. En primer lugar, se ha diseñado utilizando la herramienta Smith Chart de ADS, obteniendo una red formada por líneas de transmisión ideales y elementos concentrados ideales. Posteriormente líneas de transmisión se fueron sustituyendo por modelos basados en un sustrato con las características detalladas en el apartado 4.4. Del mismo modo, los componentes pasivos se sustituyeron por modelos disponibles reales con elementos parásitos incluidos y detallados en el apartado 4.4. La red de entrada diseñada se muestra en la Figura 4.2.

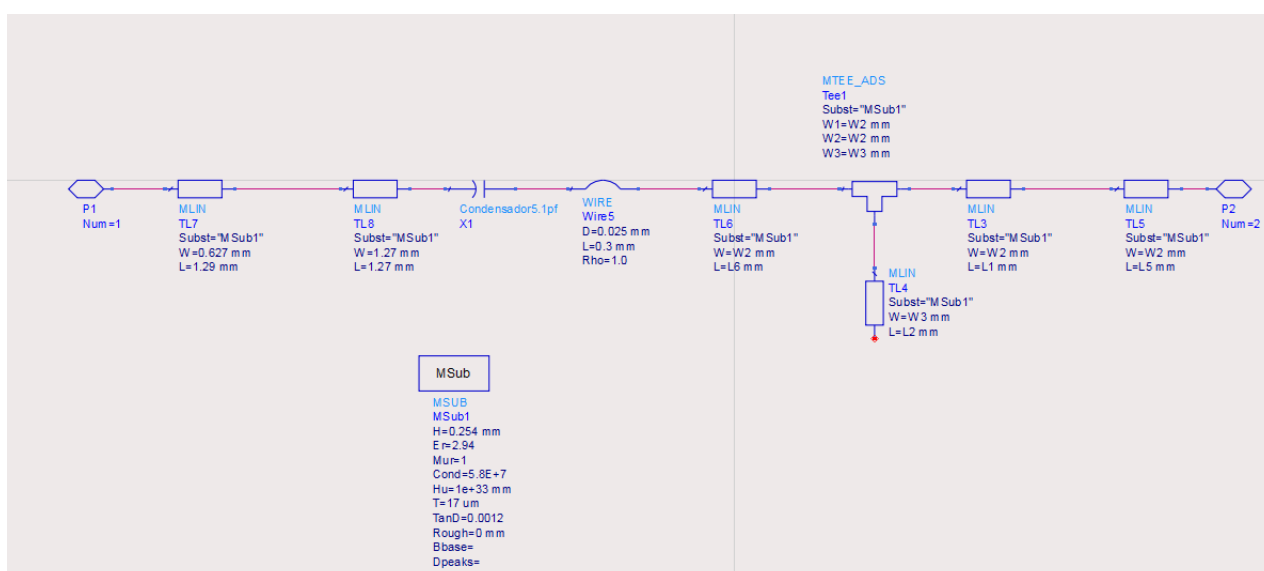


Figura 4.2. Red de entrada de la etapa preamplificadora con el transistor TGF2935.

Para la realización de esta red de entrada, se han utilizado diversas líneas de transmisión de diferentes longitudes, pero con la misma anchura y un condensador de 5.1 pF. El sustrato utilizado es el CLTE – XT y también ha sido necesario utilizar una “T” para conectar una línea en paralelo.

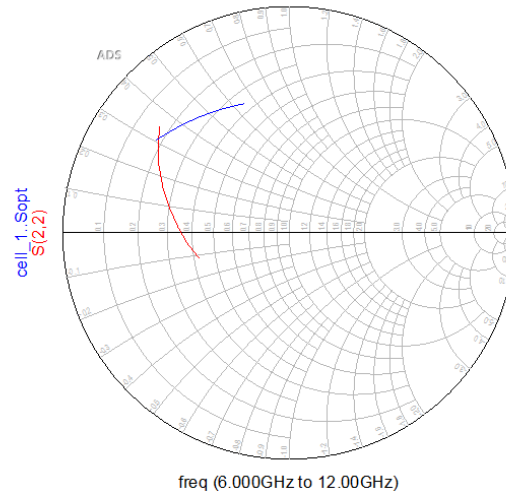


Figura 4.3. S_{22} de la red de entrada (rojo) y S_{opt} del transistor (azul).

En la Figura 4.3 se puede apreciar que el parámetro S_{22} de la red de entrada y el S_{opt} del transistor no coinciden perfectamente, aunque no están muy distantes el uno del otro. Esto ocurre debido a que, a la hora de realizar el diseño de la red de entrada, se ha sacrificado el tener el mejor ruido en pos de buscar un equilibrio entre la ganancia y el ruido y buscando que el conjunto sea incondicionalmente estable.

4.2. Red de Salida

Para el diseño de la red de salida, se ha buscado adaptar el coeficiente de reflexión que presentaba el conjunto formado por la red de entrada y el transistor a la segunda etapa formada por el TGA2612. También se ha ido comprobando en cada modificación realizada en la red, que el conjunto siguiera mostrando una buena ganancia. La red de salida diseñada se muestra en la Figura 4.4.

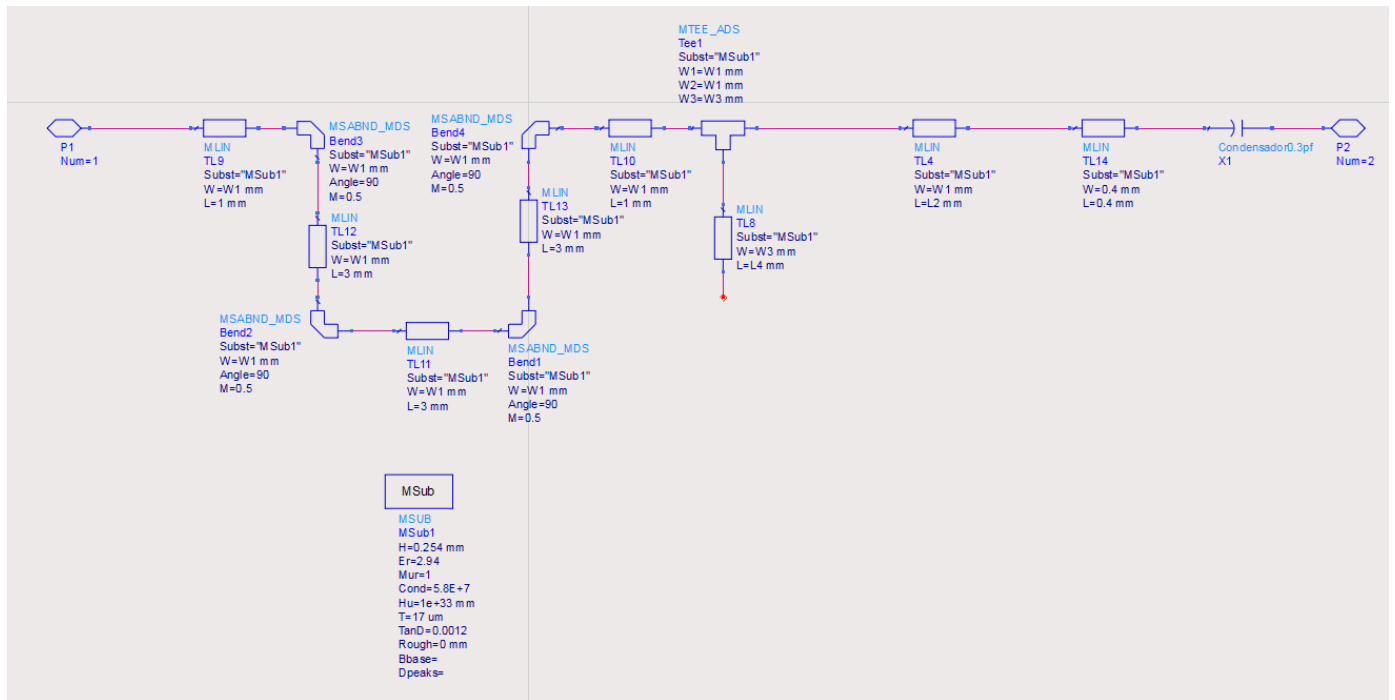


Figura 4.4. Red de salida de la etapa preamplificadora con el transistor TGF2935.

Al igual que en la red de entrada, el sustrato utilizado ha sido el CLTE – XT y los componentes utilizados han sido líneas de transmisión de diferentes longitudes y un condensador de 5.1 pF. Ha sido necesario realizar el diseño de esa forma debido a un problema con las dimensiones físicas del chasis donde va montado el amplificador, y es que de no haber puesto esa “curva”, la red de salida no hubiera entrado dentro del chasis.

4.3. Redes de Polarización

Las redes de polarización sirven, además de para como su nombre indica polarizar los elementos de un circuito, para evitar que las bajas frecuencias produzcan inestabilidades en el circuito. Para ello, idealmente se utilizan bondings de longitud $\lambda/4$ que actúan como un choque y así se evita que a las frecuencias de la banda para la que el circuito ha sido diseñado, las redes de polarización no influyan en su correcto funcionamiento. Además, se han utilizado resistencias que ayudan a estabilizar el circuito. Estos elementos resistivos utilizados, funcionan tanto a temperatura ambiente como en frío.

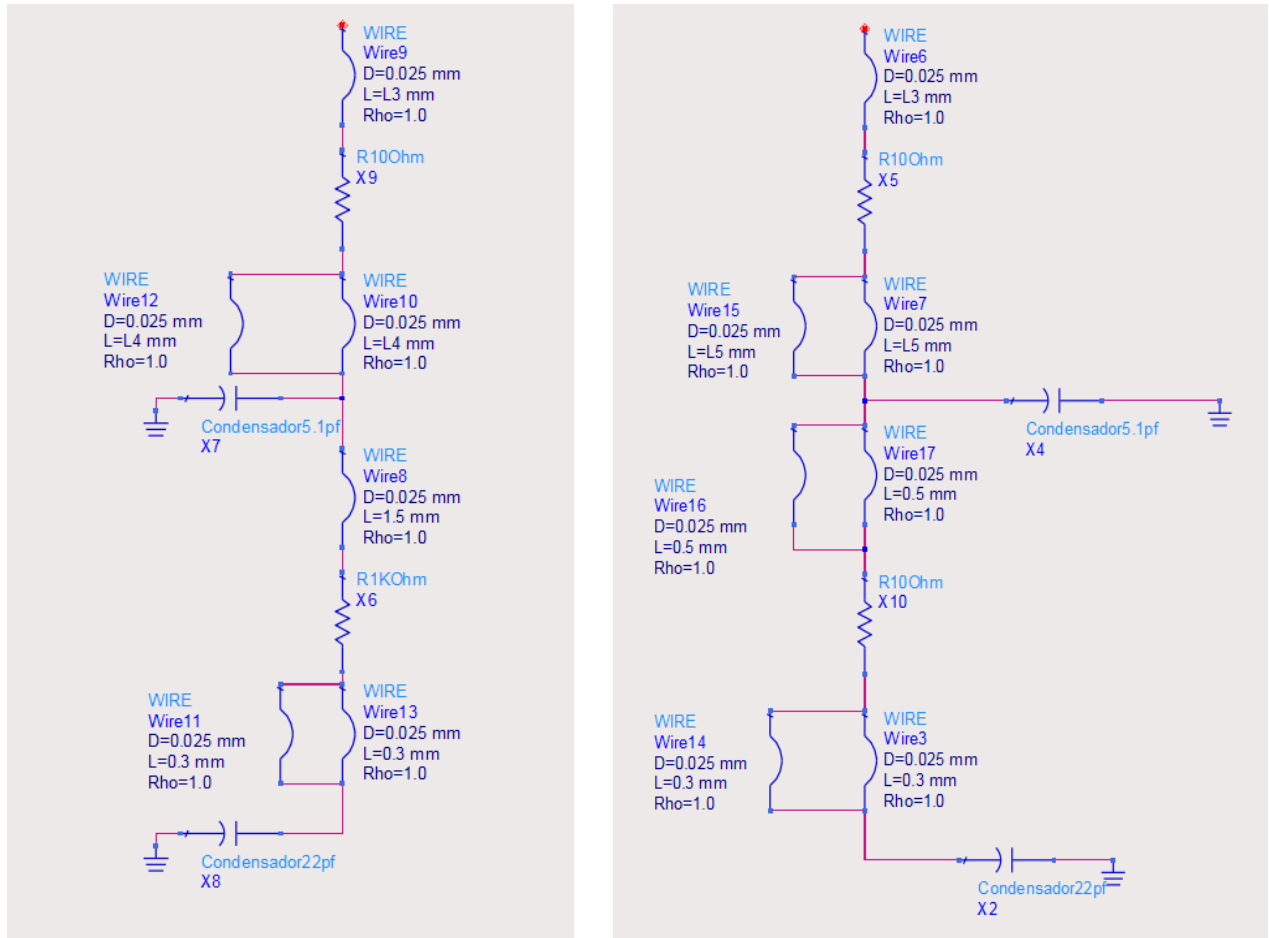


Figura 4.5. Red de polarización de puerta (izquierda) y red de polarización de drenador (derecha) del TGF2935. (Izquierda: $L3 = 2.78$ mm, $L4 = 0.4$ mm, Derecha: $L3 = 1.13$ mm, $L5 = 0.3$ mm).

La red de entrada y la red de salida junto a sus redes de polarización correspondientes han resultado en las mostradas en la Figura 4.6 y la Figura 4.7 respectivamente.

Diseño del amplificador de una etapa preamplificadora

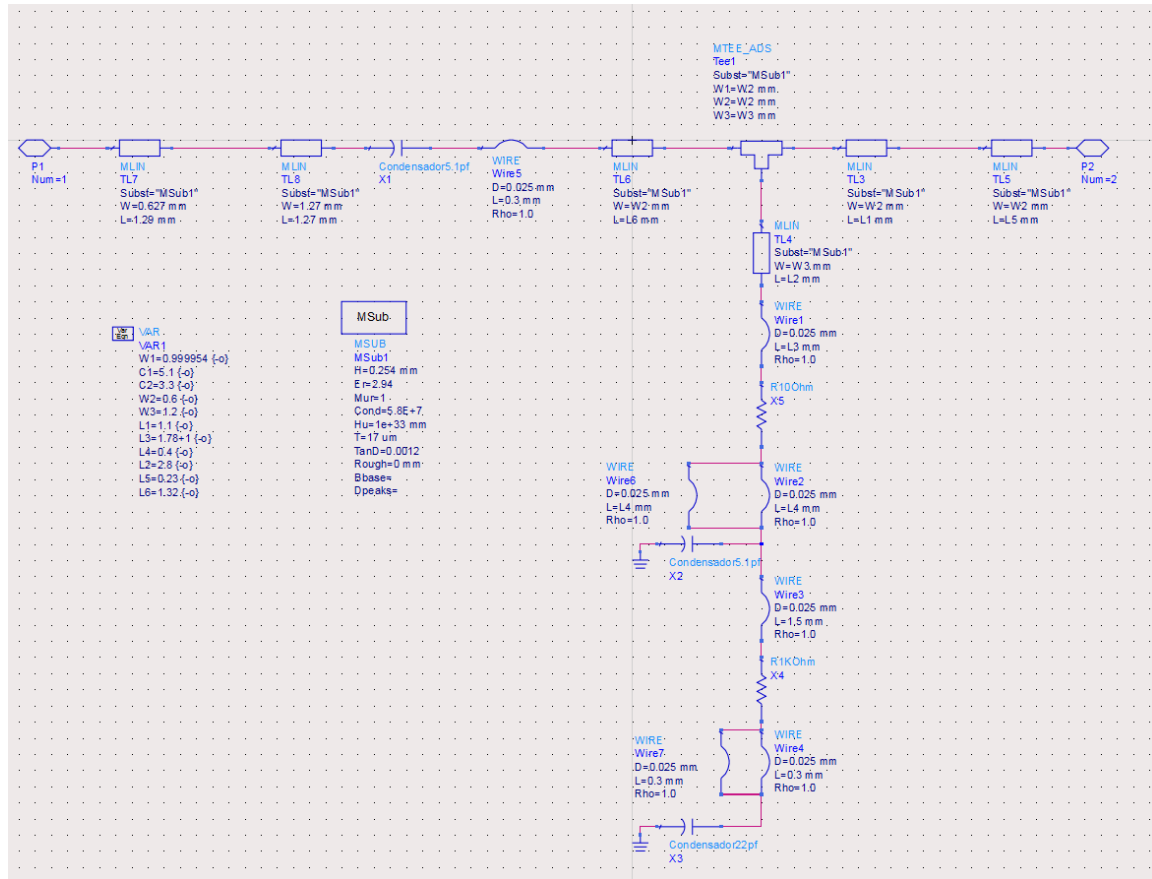


Figura 4.6. Red de entrada con su red de polarización.

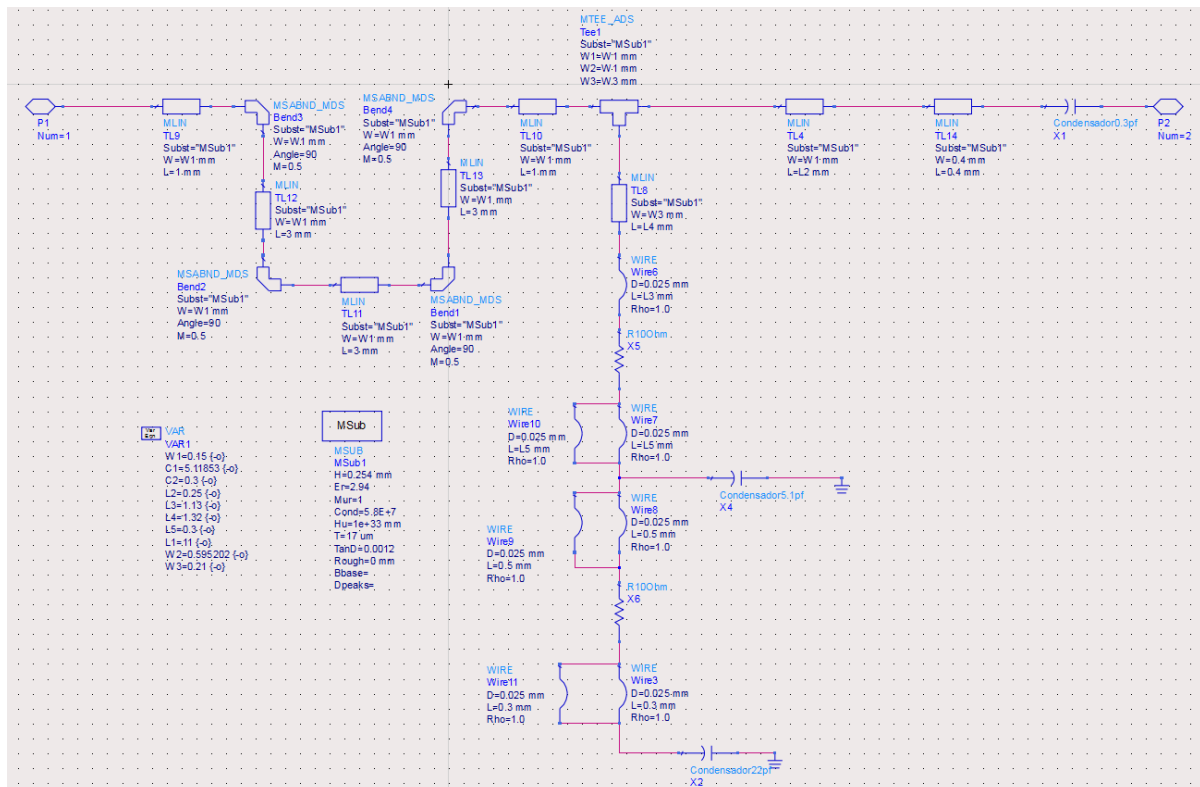


Figura 4.7. Red de salida con su red de polarización.

4.4. Sustratos y Componentes Pasivos

El sustrato utilizado para la simulación y que posteriormente se utilizará para el montaje del dispositivo físico es el CLTE - XT, el mismo utilizado en el montaje del LNA TGA2612. Este sustrato de la empresa Arlon está fabricado principalmente en cerámica, aunque utiliza refuerzos de fibra de vidrio que le proporcionan una mayor estabilidad. Presenta una constante dieléctrica $\epsilon_r=2.94$ y una tangente de pérdidas de 0.0012. El CLTE – XT ha sido diseñado para presentar un buen comportamiento con la temperatura, así como ser el mejor de su clase en las pérdidas de inserción (S21), aunque Arlon tampoco ha descuidado las pérdidas por conducción, reduciéndolas todo lo posible. Las aplicaciones para las que se utiliza el CLTE – XT incluyen principalmente electrónica espacial y militar que requieren un alto rendimiento, como pueden ser un radar, sistemas para evitar colisiones... aunque también puede ser utilizado para diseñar filtros con un alto grado de sensibilidad. Como el objetivo principal de este proyecto ha sido demostrar un buen funcionamiento del LNAC612GaN (así se ha denominado al dispositivo debido a que es un amplificador de bajo ruido que se va a utilizar a temperaturas criogénicas en la banda de 6 a 12 GHz y que está hecho con tecnología de GaN) a temperaturas criogénicas, el CLTE – XT es un sustrato ideal, ya que es un sustrato blando, lo que significa que, aunque se enfríe, la flexibilidad que presenta evita que este se rompa.

En lo referido a los componentes pasivos utilizados, para esta parte de simulación, se han utilizado modelos de los elementos reales de condensadores y resistencias (Figura 4.8 y Figura 4.9 respectivamente). Todos los componentes utilizados han demostrado ser capaces de funcionar a temperaturas criogénicas, por lo que no existe ningún riesgo de que los componentes pierdan sus características. Un ejemplo de esto son los condensadores utilizados, los cuales son condensadores de placas paralelas con un dieléctrico que tiene una permitividad dieléctrica (ϵ_r) con un valor bajo, ya que si esta constante dieléctrica tuviera un valor alto, cuando el condensador se enfríe, el dieléctrico actuará como un cortocircuito.

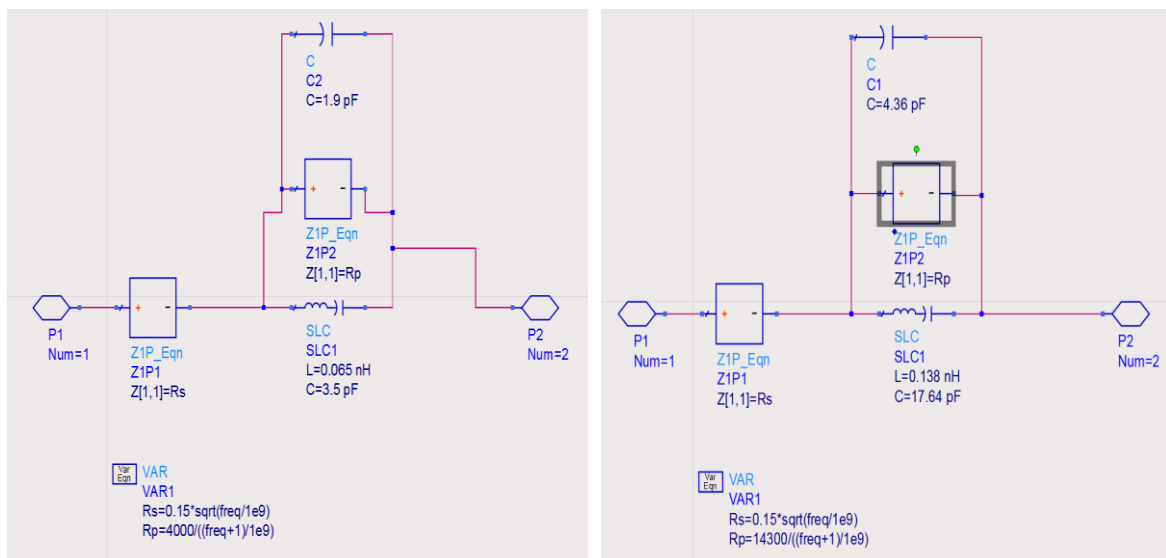


Figura 4.8. Modelos de los condensadores de 5.1 pF (izquierda) y 22 pF (derecha) utilizados en la simulación.

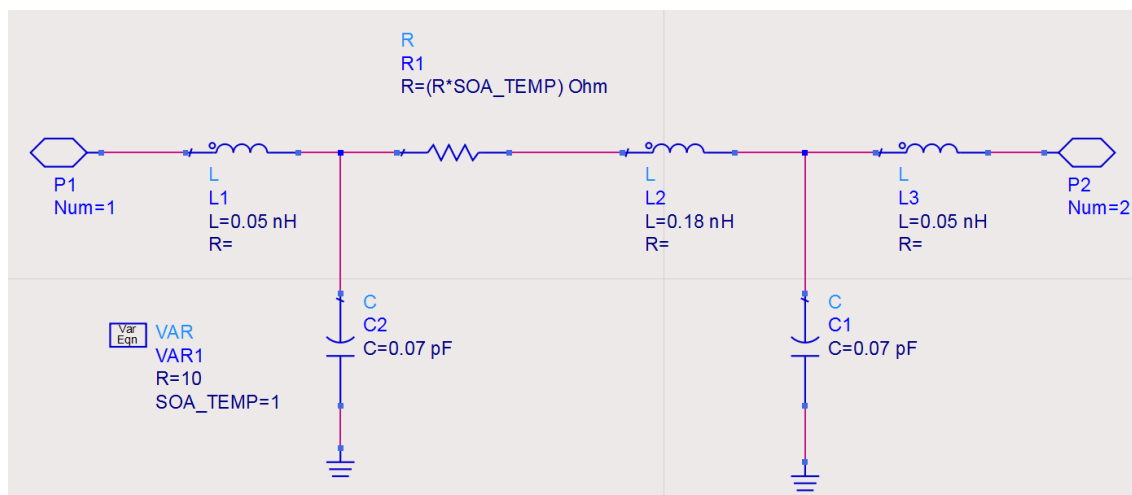


Figura 4.9. Modelo de resistencia de 10 Ohm utilizado en la simulación.

A continuación, se presenta una tabla con todos los componentes utilizados para la simulación, indicando el número de componentes que hay de cada tipo, el lugar del LNAC612GaN donde van situados, su valor, cuál es su empresa fabricante y por último su número de referencia.

TIPO	NUMERO	MONTAJE	VALOR	FABRICANTE	REFERENCIA
R1	3	Chasis	10 Ohm	SOTA	S0302APG100J20
R2	1	Chasis	1 kOhm	ATC	S0302APG102J20
R3	1	PCB-BOARD	33 kOhm	Multicomp	0402WGF3302TCE
R4	1	PCB-BOARD	270 kOhm	Multicomp	0402WGF2703TCE
C1	1	Chasis	0.3 pF	ATC	ATC116RBB0R3A100TT
C2	2	Chasis	5.1 pF	ATC	ATC111XCA5R1
C3	2	Chasis	22 pF	Skyworks	SC02201518
C4	4	PCB-BOARD	10 nF	Kemet	C0805C103J5GAC 7800
R5	1	PCB-BOARD	10 Ohm	Tyco Electronics	CPF0402B10RE1
R6	1	PCB-BOARD	4 Ohm	Multicomp	MCMR04W3R90FTL
C5	1	PCB-BOARD	1 μ F	AVX	0805C105K4Z2A

Tabla 3. Lista de componentes pasivos utilizados en el diseño de la etapa preamplificadora.

Las conexiones de todos los componentes y líneas de transmisión se realizan con hilos de oro de diámetro 25 μ m. Para incluirlos en la simulación del amplificador, se usa el modelo “wire” del simulador ADS.

4.5. Resultados de simulación

Una vez diseñadas las redes de entrada, de salida y de polarización, el siguiente paso es completar el resto del amplificador, añadiendo a la salida de la etapa preamplificadora diseñada, los parámetros de Scattering del LNA TGA2612 formando el amplificador denominado LNAC612GaN. Ambos se conectan mediante una línea de transmisión, y los hilos de oro para conectar el amplificador TGA2612, ya que cuando el LNAC612GaN se vaya a fabricar, son conexiones necesarias, y hay que incluirlos para tener el modelo completo. En la Figura 4.10 se puede observar el esquemático final:

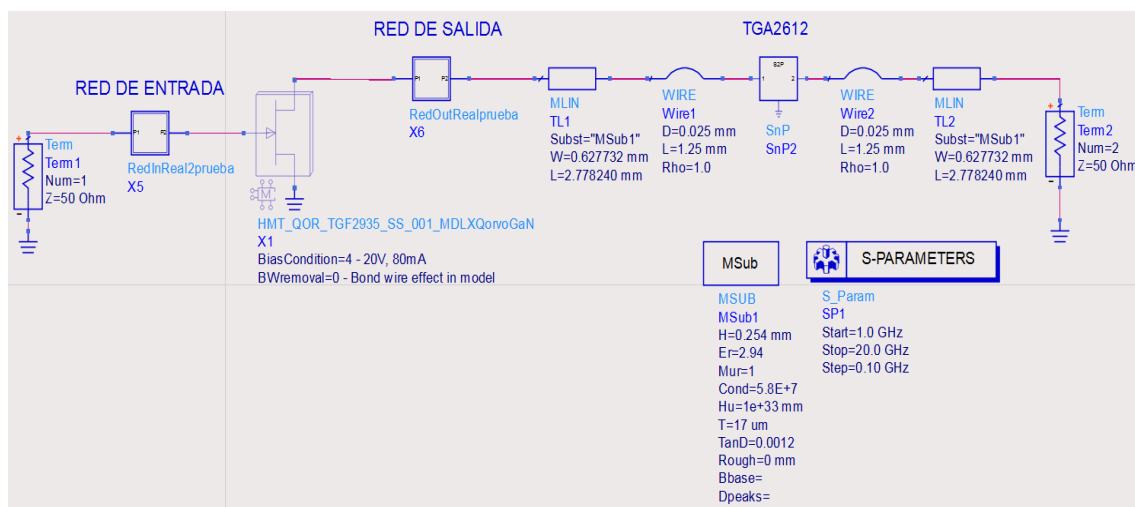


Figura 4.10. Esquemático final. Incluye red de entrada, TGF2935, red de salida y LNA TGA2612.

Una vez hecho esto, se ha simulado todo en ADS en un barrido de frecuencias de 1 a 20 GHz con un paso de 0.1 GHz. Los resultados obtenidos en las primeras simulaciones no han sido muy prometedores, sin embargo, en las simulaciones posteriores se ha utilizado la herramienta de optimización que ADS proporciona, buscando maximizar algunos parámetros como la ganancia y minimizar otros como el ruido. Además, se ha tenido muy en cuenta también el factor de estabilidad (K), intentando que sea lo mayor posible a temperatura ambiente. Cuando el dispositivo se enfría a temperaturas criogénicas, todos los elementos pasivos, pese a que está comprobado su funcionamiento en frío, pueden presentar menos pérdidas que en temperatura ambiente y esto puede provocar que el amplificador presente inestabilidades. Finalmente, se ha conseguido obtener los siguientes resultados de los parámetros de scattering:

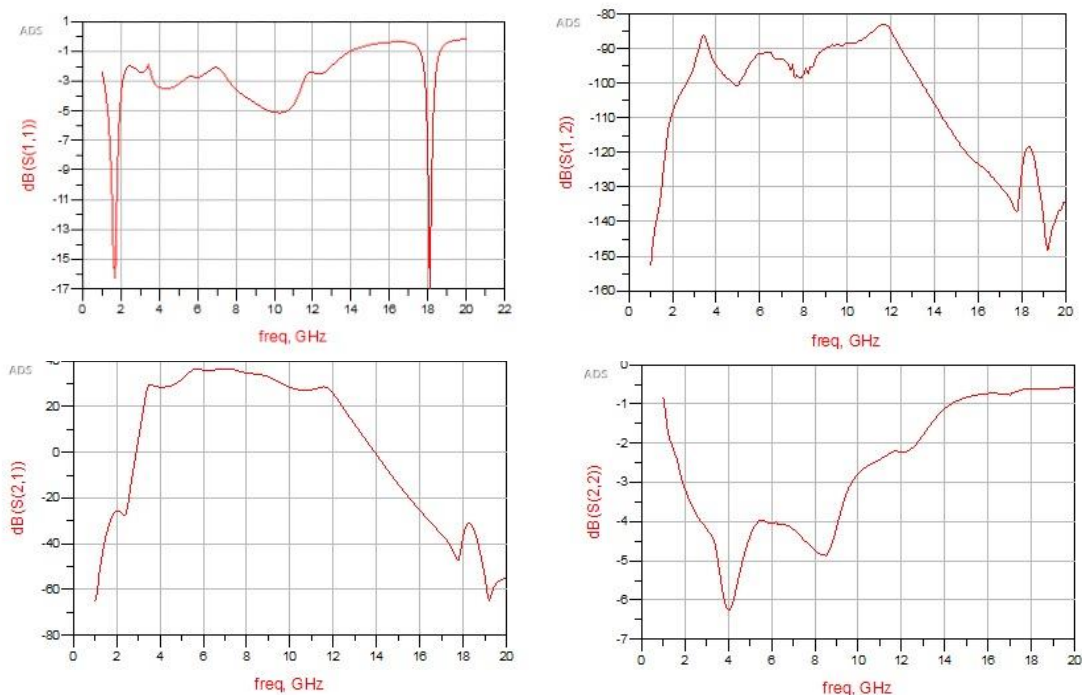


Figura 4.11. Parámetros de scattering del LNAC612GaN para $V_D=20$ V, $I_D=80$ mA.

De 6 a 12 GHz se ha conseguido una ganancia mayor de 30 ± 2 dB. La adaptación de entrada no es muy buena, de una -3 dB, como era de esperar por hacer el diseño para bajo ruido. Y la adaptación de salida tampoco es muy buena, ya que es la proporcionada por el TGA 2612.

Así mismo, se ha conseguido un ruido bastante bajo y una buena ganancia en la banda de 6 a 12 GHz como puede observarse en la Figura 4.12.

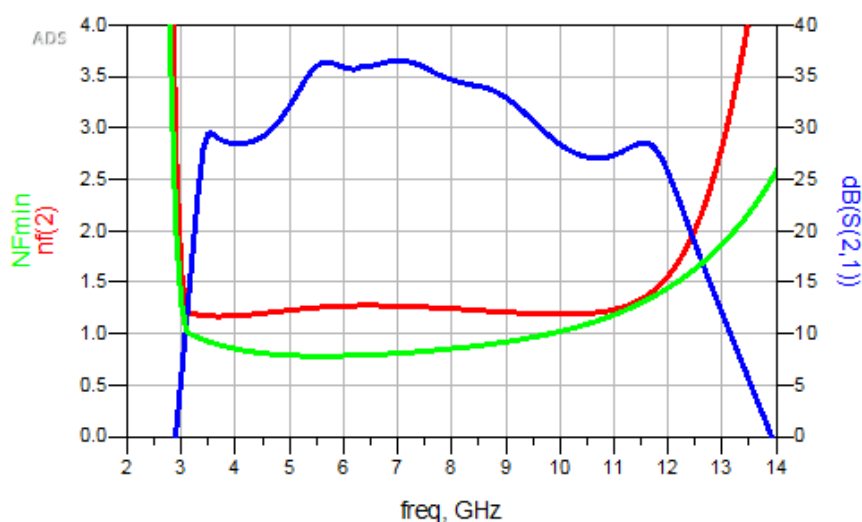


Figura 4.12. Ganancia (azul), figura de ruido (rojo) y figura de ruido mínima (verde) del amplificador LNAC612GaN.

Si en la Figura 4.3 el parámetro S_{22} coincidiese exactamente con el S_{opt} del transistor, en la Figura 4.12 la figura de ruido (rojo) y la figura de ruido mínima (verde), serían exactamente iguales entre sí.

Los resultados que se han obtenido en simulación han sido muy prometedores, ya que el conjunto formado por el TGF2935 como etapa preamplificadora y el LNA TGA2612 como segunda etapa, dan una ganancia media de aproximadamente 32 dB en toda la banda hasta 12 GHz, con picos de ganancia de 36.5 dB a 7 GHz; además, ha mantenido un ruido medio de 1.25 desde los 3 hasta los 12 GHz. Por último, ha demostrado ser incondicionalmente estable en toda la banda.

Capítulo 5

5. Montaje y medidas del amplificador

Para el montaje de todo el conjunto se ha contado con la ayuda del laboratorio de tecnología del departamento de Ingeniería de Comunicaciones, en donde se han fabricado todas las partes comentadas en el capítulo anterior y posteriormente se han colocado en su lugar correspondiente.

El chasis donde irán montado el amplificador es del mismo tipo al que se montó el LNA TGA2612, un chasis de aluminio niquelado con unas dimensiones de 24 mm x 26.5 mm x 12 mm. Tanto para el transistor TGF2935 como para el MMIC LNA TGA2612 se han utilizado unos pedestales de cobre con un grosor de 0.1 mm, los cuales han sido soldados al chasis con Epoxy H20E. En Figura 5.1. se pueden observar las dimensiones de ambos pedestales.



Figura 5.1. Pedestales del TGF2935 (izquierda) y del LNA TGA2612 (derecha). Dimensiones en mm.

El sustrato dieléctrico utilizado, como se ha indicado en el capítulo anterior, ha sido el CLTE – XT de Arlon, que ha sido soldado al chasis con Epoxy H20E. En las Figuras 5.2. y 5.3. se muestran las máscaras de la red de entrada y de salida del TGF2935, la línea de salida del TGA2612 y del PCB DC que alimenta ambos transistores, con sus dimensiones en mm:

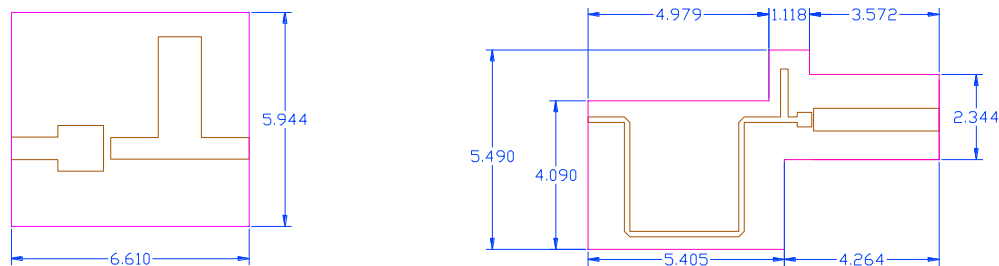


Figura 5.2. Máscara de la red de entrada (izquierda) y de la red de salida (derecha). Dimensiones en mm.

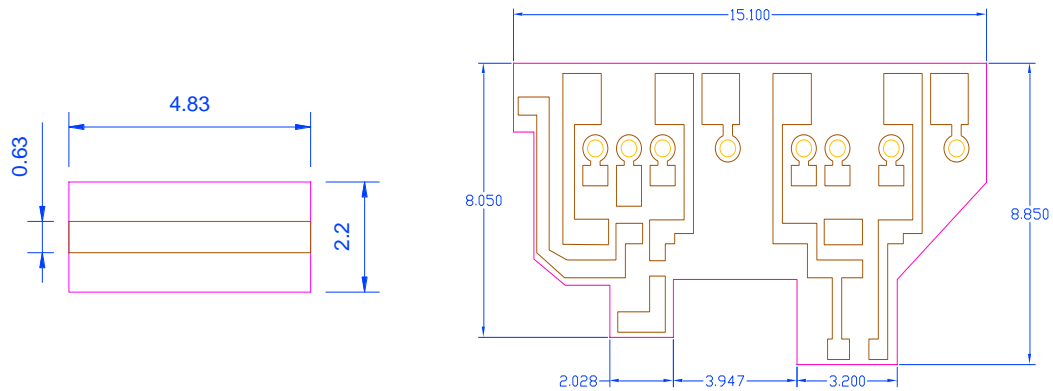


Figura 5.3. Máscaras de la línea de salida (izquierda) y del PCB (derecha). Dimensiones en mm.

Para realizar las conexiones se han utilizado hilos de bonding hechos de oro y con un diámetro de $0.25\text{ }\mu\text{m}$. La red de entrada, la red de salida y la línea de salida han sido dorados mientras que el PCB de polarización no. Como los hilos de bonding no se pueden soldar directamente al cobre que es el conductor del PCB, ha sido necesario colocar unas pequeñas placas de oro en los lugares donde el hilo de bonding iba a ser soldado. En la Figura 5.4. se representa un esquema con los detalles del montaje y todos los componentes con dimensiones reales. Los hilos de bonding están representados por las líneas de color rojo.

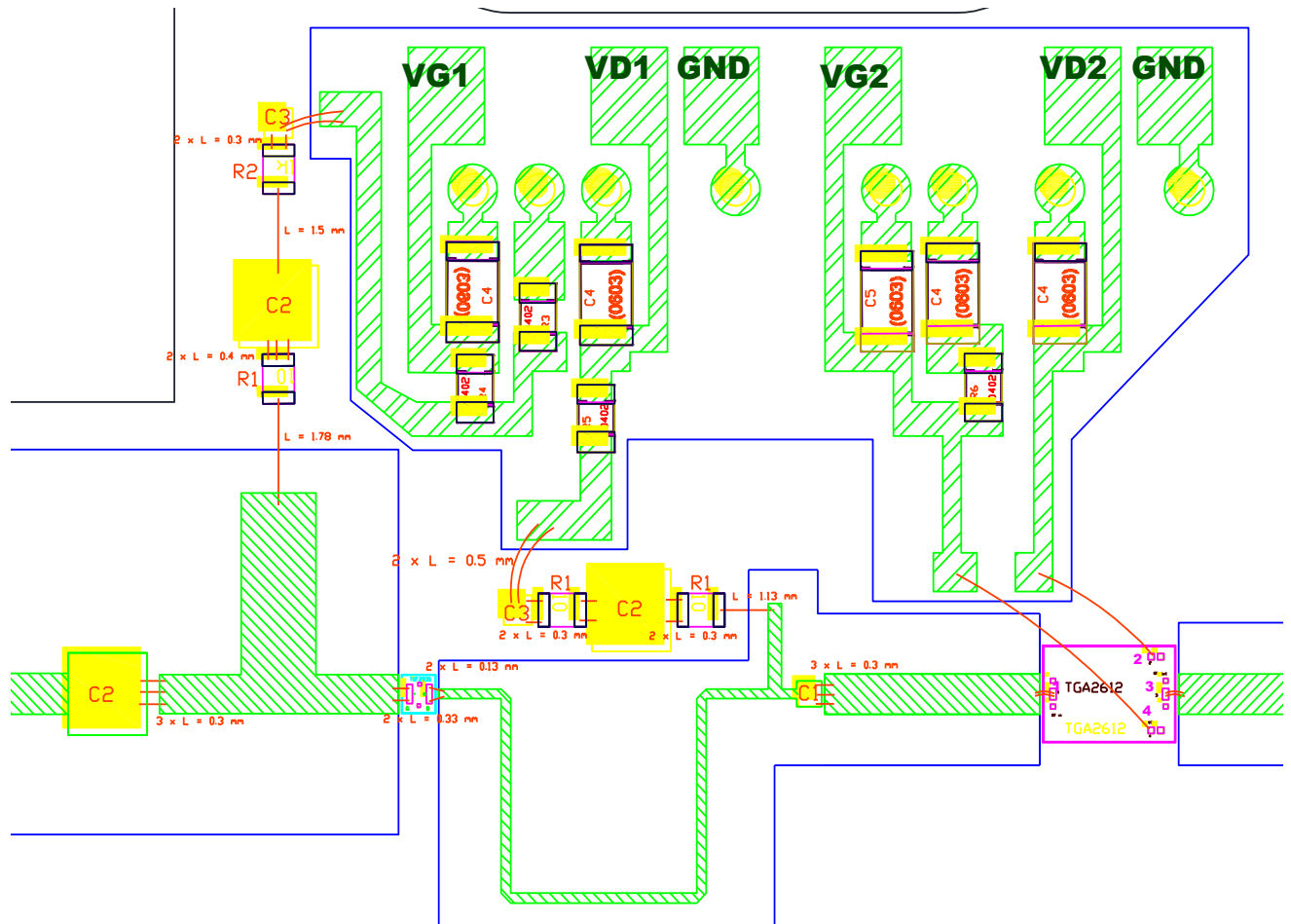


Figura 5.4. Esquema detallado del montaje del amplificador LNAC612GaN.

La lista de componentes utilizados en la Figura 5.4 se indican en la Tabla 3.

Por último, se han definido cuales van a ser los conectores que se van a utilizar. El conector de RF es de tipo Super SMA hembra, del fabricante Southwest microwave. El Super SMA es un tipo de conector de rosca para cable coaxial que se utilizan normalmente en el rango de frecuencias de 0-18 GHz, aunque el Super SMA funciona bien hasta los 26.5 GHz. Este tipo de conector se caracteriza por tener una impedancia de 50 Ohm y un coeficiente de reflexión muy bajo. Está formado por dos partes, el pasamuros hermético y el receptáculo. Al igual que el resto de los componentes, ha sido soldado al chasis con Epoxy H20E.

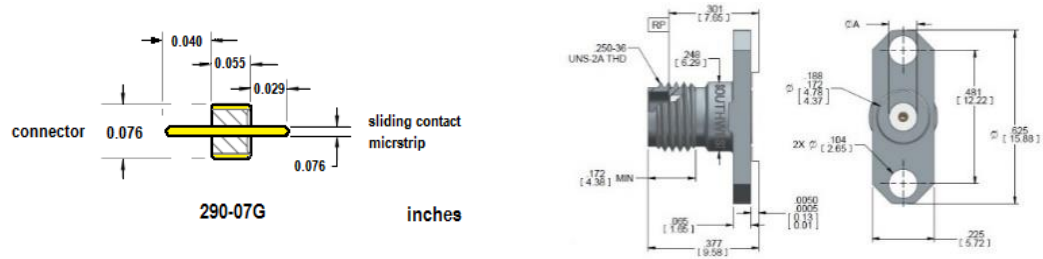


Figura 5.5. Pasamuros hermético del conector RF (izquierda) y receptáculo del conector RF (derecha). Dimensiones en pulgadas.

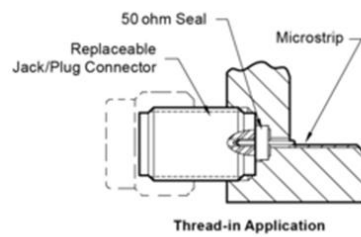
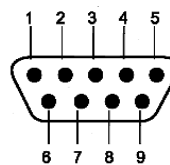
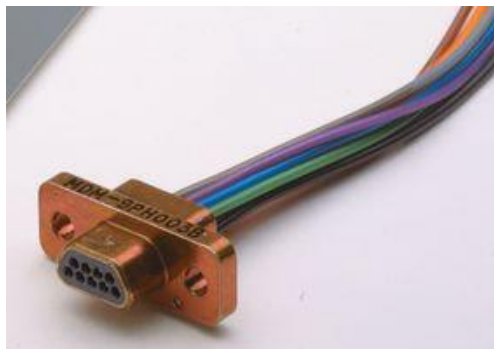


Figura 5.6. Conector Super SMA. Paso de coaxial a microstrip.

El conector de DC es un conector multipin del fabricante ITT-Cannon, más concretamente es el D-subminiature male connector (ITT-Cannon connector). En la figura siguiente se muestra el conector y a la izquierda el conexionado de los pines para ambos montajes.



PIN	Signal
1	GND
2	VD1
3	VG1
4	VD2
5	VG2
6	N/C
7	N/C
8	N/C
9	N/C

Figura 5.7. Conector multipin de DC y conexionado de los pines.

Finalmente, el montaje del amplificador LNAC612GaN en el chasis, incluyendo los conectores y la alimentación ha resultado como muestra la siguiente figura:

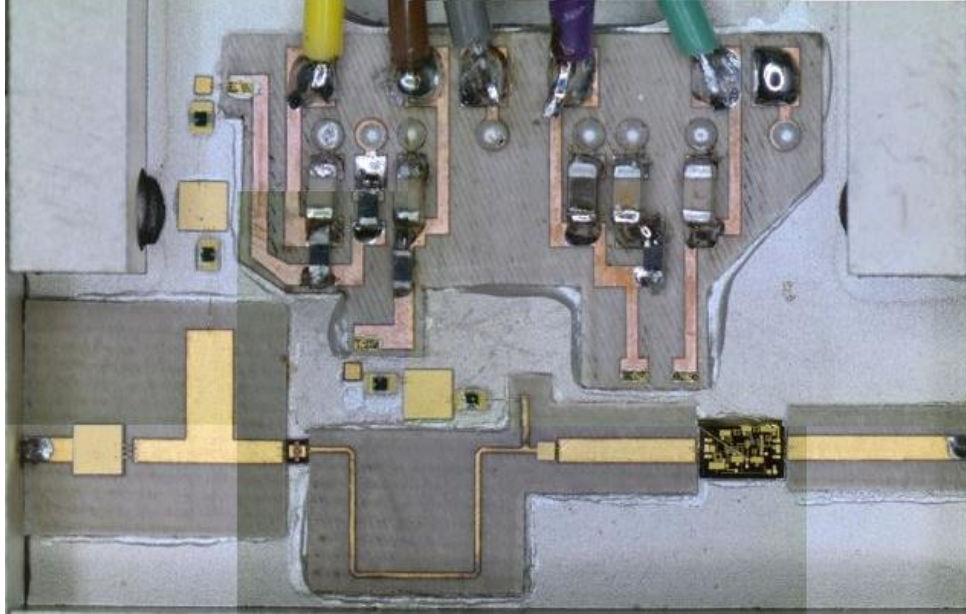


Figura 5.8. Amplificador LNAC612GaN formado por las redes de entrada y de salida con sus polarizaciones, el TGF2935, el TGA2612, la línea de salida y el PCB.

5.1. Medidas a temperatura ambiente

Al igual que cuando se realizaron las medidas del LNA TGA2612, el primer paso ha sido medir los parámetros de scattering del amplificador LNAC612GaN.

Antes de empezar a medir es necesario realizar una calibración de los instrumentos de medida. Se utiliza como analizador de redes el PNA N5227A de Agilent y cables coaxiales con conectores de 2.4 mm con transiciones de a conector K (2.92 mm). Se lleva a cabo una calibración SOLT (Short, Open, Load, Thru) con el kit modelo K3652 de Anritsu, con un barrido de frecuencias desde los 10 MHz hasta los 24.91 GHz con paso de 0.1 GHz, una potencia de entrada $P_{in} = -35$ dBm y un IF BandWidth de 500 Hz.

Una vez hecha la calibración, ya se pueden empezar a medir los parámetros de scattering. Para ello, primero se ha polarizado el TGA2612 con una tensión de drenador $V_D = 10$ V y una corriente que circula por el drenador $I_D = 100$ mA y después, se ha polarizado la etapa del TGF2935 probando con diferentes puntos de polarización con V_D de 10 V a 18 V y corrientes de 30 mA a 80 mA, viendo con cuál de ellos presentaba mejores características.

Llegados a este punto, el DUT, debido a la potencia de continua, ha comenzado a calentarse mucho y ha cambiado drásticamente la corriente de la primera etapa. Para solucionar esto, se le ha colocado al DUT un disipador (Figura 5.9) y se ha conseguido estabilizar la corriente.

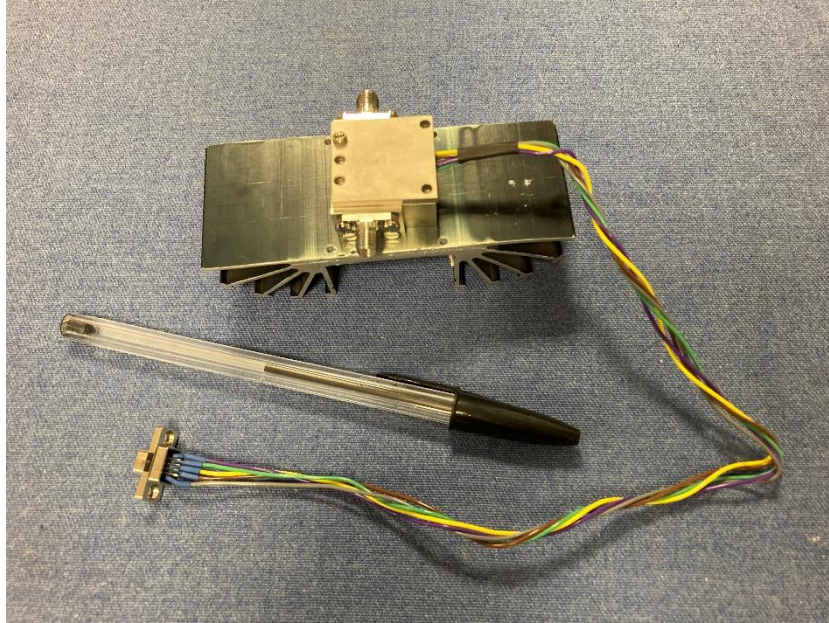


Figura 5.9. DUT con un disipador.

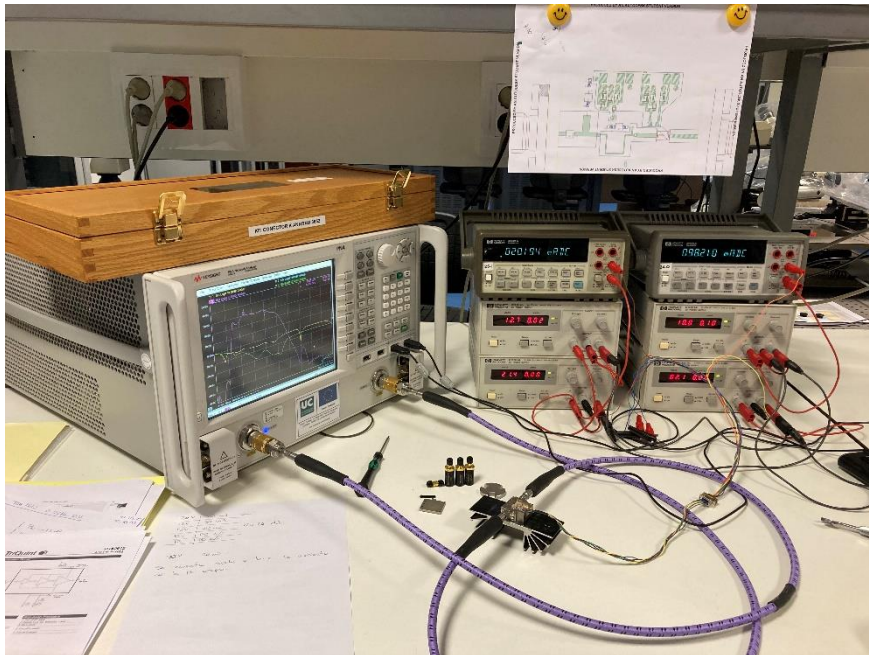


Figura 5.10. Medida de los parámetros de scattering del amplificador a temperatura ambiente.

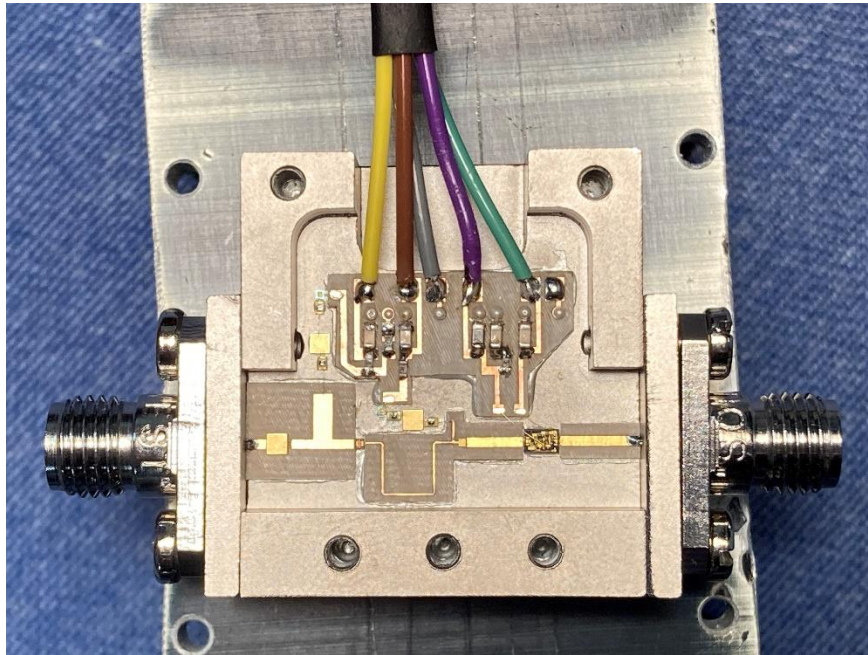


Figura 5.11. Detalle del montaje del amplificador con el disipador.

También ha sido necesario realizar una modificación en uno de los bonding de la red de entrada, ya que ese bonding es muy crítico para sintonizar el “valle del ruido” con la frecuencia del LNAC612GaN, el cual ha pasado de medir 1.7 mm a medir 2.7 mm aproximadamente, debido a que con el hilo corto producía un efecto resistivo que introducía más ruido en el circuito.

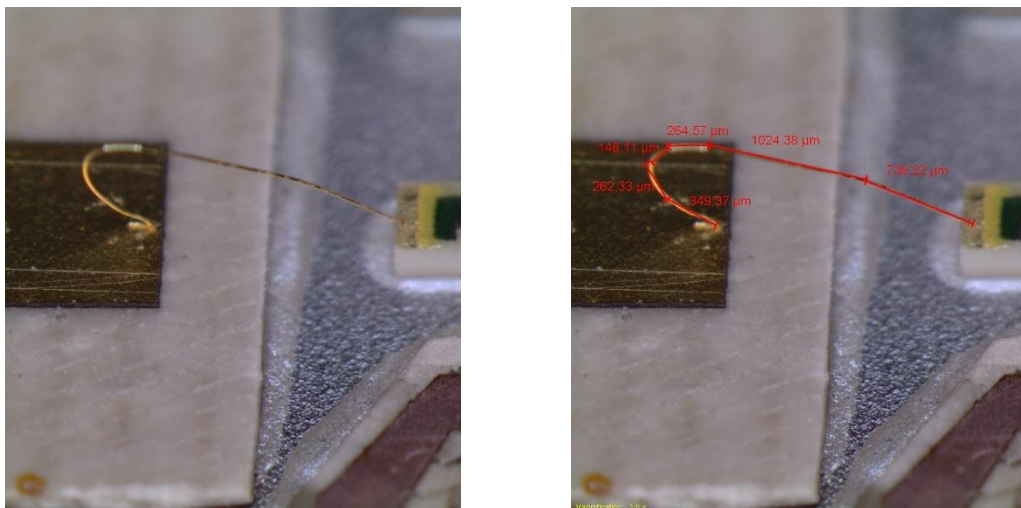


Figura 5.12. Cambio de bonding en la red de entrada.

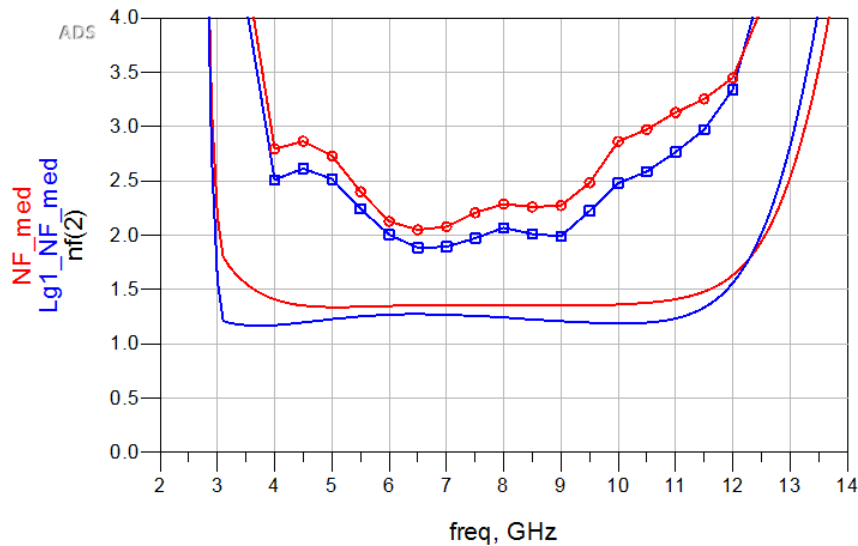


Figura 5.13. Figura de ruido con cambio en la figura de ruido con el hilo de bonding 2.7 mm (azul) y con el hilo de bonding de 1.7 mm (rojo) del LNAC612GaN para $V_{D1}=14.9$ V, $I_{D1}=40$ mA. Con marcas son medidas, sin marcadores son simulaciones.

En la Figura 5.13. se ha representado la figura de ruido del LNAC612GaN para diferentes casos. Las trazas rojas corresponden con las medidas cuando el bonding de la red de entrada medía 1.7 mm, siendo la línea con marcadores circulares el ruido medido a temperatura ambiente para el punto de polarización $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA y la línea sin marcadores el resultado obtenido en la simulación. Por su parte, las trazas azules son después de alargar el hilo de bonding de la red de entrada hasta los 2.7 mm, con la línea con marcadores rectangulares indicando el ruido medido a temperatura ambiente mientras que la línea sin marcadores muestra el resultado obtenido en simulación. Si se comparan las medidas realizadas a temperatura ambiente antes y después del cambio de longitud del bonding, se puede apreciar como el ruido se ha reducido en algunos puntos hasta un 10% de su valor. Por otro lado, el modelo de ruido del transistor no predice el valor de ruido medido, siendo mucho más baja la figura de ruido obtenida en simulación. Pero con la simulación se si pudo obtener el comportamiento de mejora de ruido por el cambio en la longitud del hilo de bonding. Con el hilo de bonding de 2.7 mm, se ha obtenido un ruido mínimo de 1.88 dB (157 K) y un valor de ruido medio en la banda de 6 a 12 GHz de 2.32 dB (207 K).

Con todas las correcciones ya realizadas, se han medido los parámetros de scattering en diferentes puntos de polarización, siendo el punto con una tensión de drenador $V_D=14.9$ V y con una intensidad $I_D= 40$ mA el que presenta las mejores características. Se han comparado los resultados obtenidos en esta medida con los resultados obtenidos en las simulaciones:

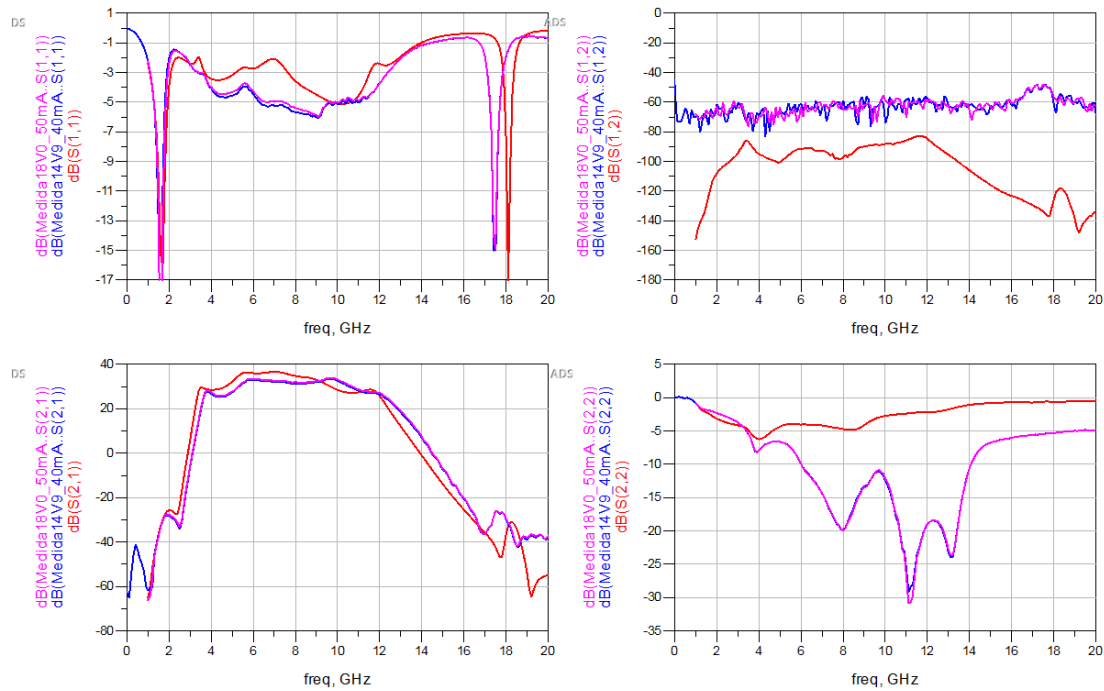


Figura 5.14. Parámetros de scattering del LNAC612GaN para simulación (rojo), $V_D = 14.9$ V e $I_D = 40$ mA (azul) y $V_D = 18$ V e $I_D = 50$ mA (malva).

Como era de esperar, los resultados obtenidos en las medidas han sido algo peores respecto a lo que se consiguió en simulación, aun así, los valores que han resultado bastante buenos. Los parámetros de scattering son muy similares entre sí para los dos puntos medidos. Con este punto de polarización para la primera etapa, se ha conseguido obtener una mejor ganancia en la parte más alta de la banda de 6 a 12 GHz que la que se obtuvo en simulación.

Para los dos puntos de polarización, se ha medido una ganancia de 31 ± 3 dB, una adaptación de entrada mejor de -4 dB y una adaptación de salida mejor de -10 dB.

Una vez medidos los parámetros de scattering, el siguiente paso es medir el ruido que presenta el amplificador. Para realizar esta medida, al igual que se hizo en el apartado 2.2, se ha utilizado la técnica de factor-Y. Los puntos de polarización son los mismos que han sido utilizados para las medidas de los parámetros de scattering, la fuente de ruido es el modelo N4000A SNS (Smart Noise Source, Agilent, 10 MHz-18 GHz), con una ENR (Excess Noise Ratio) de 6 dB y el medidor de ruido NFA8975A (Noise Figure Analyzer, Agilent, 10 MHz-26.5 GHz). El banco de medidas se muestra en la Figura 5.15, y la fuente de ruido conectada a la entrada del amplificador se muestra en la Figura 5.16.

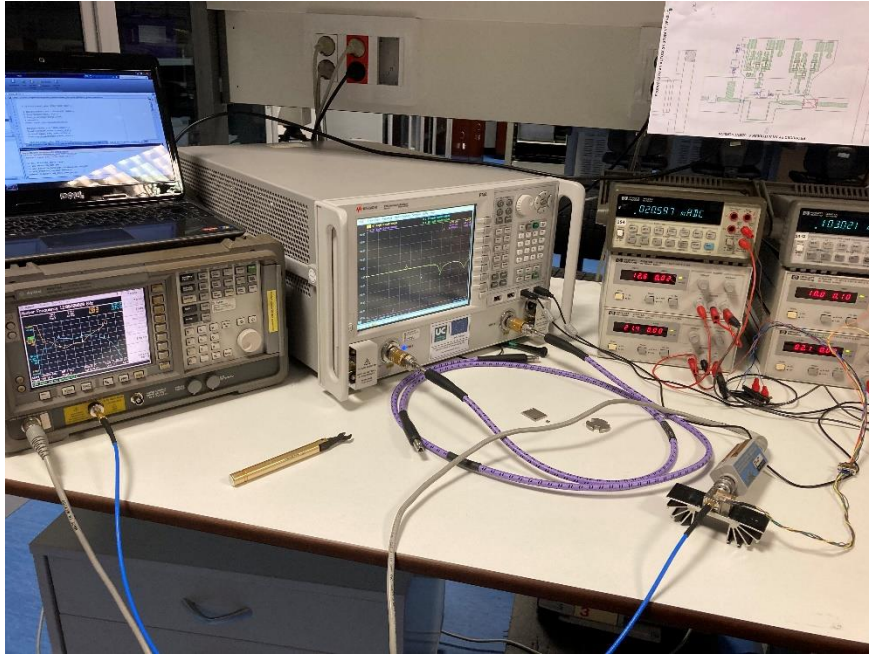


Figura 5.15. Medida del ruido del amplificador.

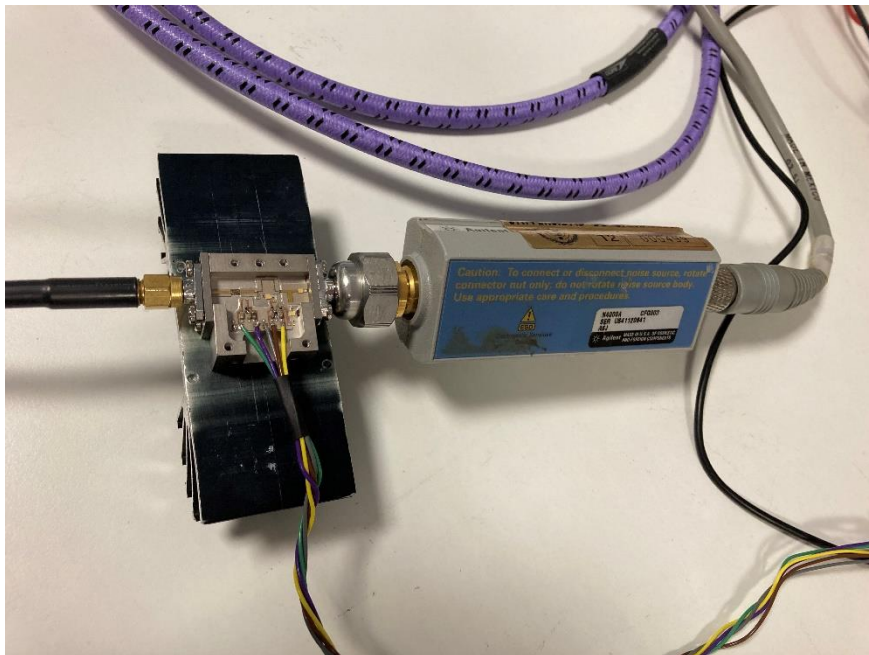


Figura 5.16. Amplificador LNAC612GaN con la fuente de ruido inteligente N4000A a su salida.

En la Figura 5.17 se muestran los resultados obtenidos de ganancia y de ruido en la banda de 3 a 15 GHz para varios puntos de polarización:

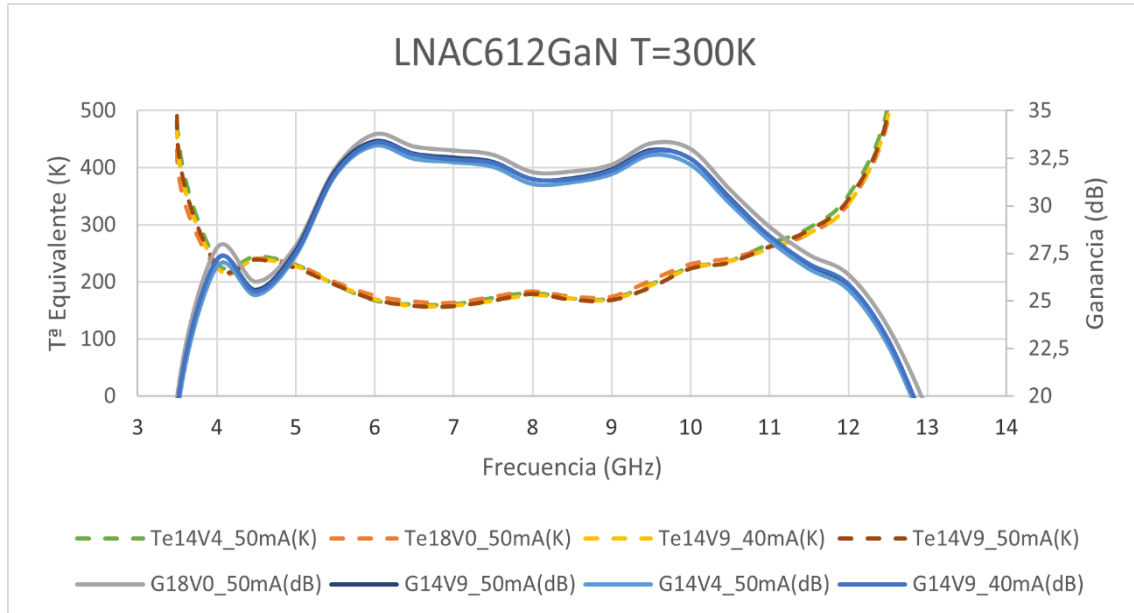


Figura 5.17. Temperatura equivalente de ruido y ganancia del amplificador formado por TGF2935 y TGA2612 a temperatura ambiente (300 K).

Se puede apreciar como todos los puntos de polarización dan resultados muy similares entre sí, tanto de la ganancia como de la temperatura de ruido equivalente. Finalmente se utiliza el punto de polarización $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA, porque es el punto que presenta un menor consumo. Se ha medido una ganancia de 30 ± 4 dB, una temperatura equivalente de ruido de 246 ± 90 K, de 6 a 12 GHz.

Finalmente, se verá cómo es la relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del DUT (Pin-Pout) y se observará donde se comprime la ganancia 1 dB (P1dB). Para realizar estas medidas se va a utilizar el sensor de potencia 8485A (Agilent, 50 MHz – 33 GHz), el generador de señal 83650B (Agilent 10 MHz- 50 GHz) y el medidor de potencia E4418B. También se ha utilizado un cable coaxial VGX que introduce unas pequeñas pérdidas dependiendo de la frecuencia a la que se mide. Se realiza un barrido de potencias que empieza con una potencia inicial a la entrada $P_{in}=-25$ dBm y se mide con incrementos de 0.2 dB hasta llegar a una potencia de -5 dBm. Para evitar dañar el sensor de potencia, se ha colocado a la salida del DUT un atenuador de 13 dB, el cual ha de ser tenido en cuenta a la hora de determinar cuál es la potencia de salida y cuál es la ganancia que presenta el dispositivo. Las medidas se han realizado a 6, 8, 10 y 12 GHz y a diferentes puntos de polarización para la etapa del TGF2935, teniendo en cuenta que presenta un divisor por 10 en la puerta y esto hará que se necesite mucha más tensión por la puerta, mientras que, para la etapa formada por el TGA2612, la polarización ha sido constante con $V_D=10$ V e $I_D=100$ mA.

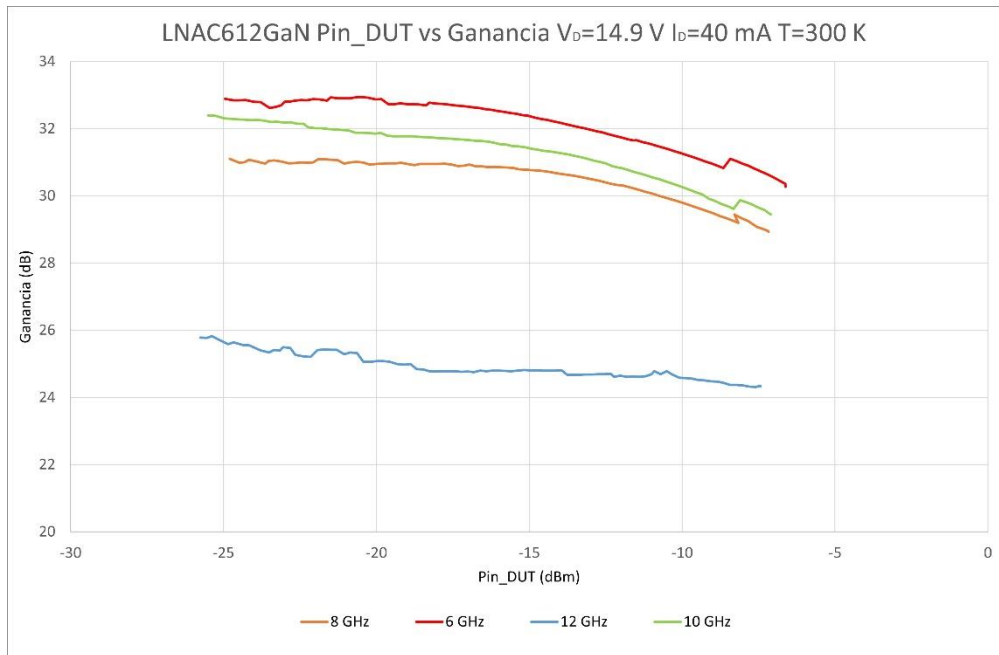


Figura 5.18. Ganancia disponible frente a potencia de entrada para $V_D=14.9$ V, $I_D=40$ mA a diferentes frecuencias (Rojo: 6 GHz, Verde: 10 GHz, Naranja: 8 GHz, Cian: 12 GHz).

En la Figura 5.18 se puede observar cómo dependiendo de la banda de frecuencia en la que se esté trabajando, el LNAC612GaN presenta diferentes ganancias para una misma potencia de entrada P_{in} . Para la frecuencia más alta de la banda, se puede ver que el dispositivo tiene una ganancia. A partir de estas medidas se puede obtener el punto de comprensión de 1 dB del amplificador (P1dB) a cada frecuencia y los resultados se muestran en las siguientes figuras.

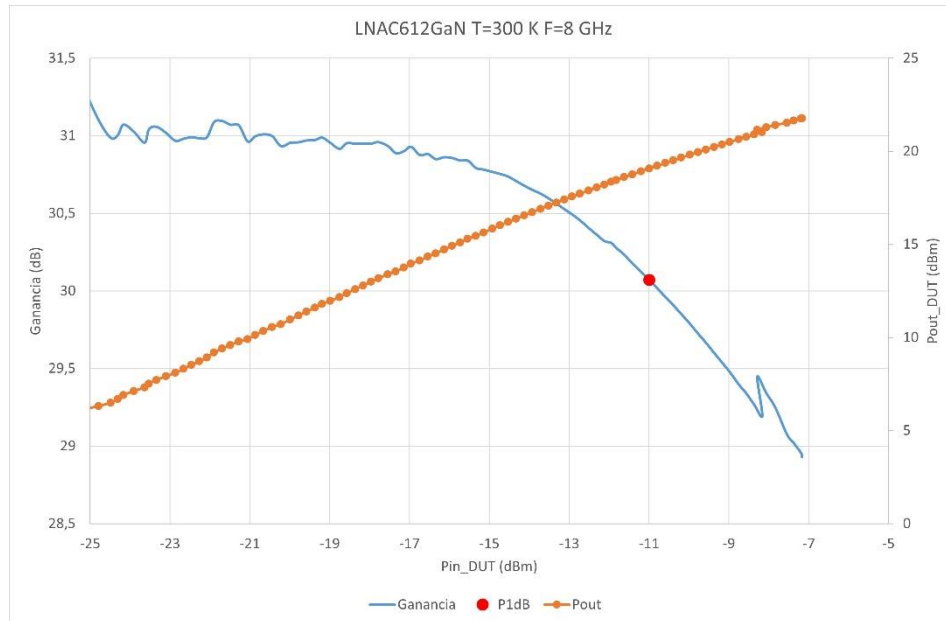


Figura 5.19. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a 8 GHz $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA a temperatura ambiente (300 K).

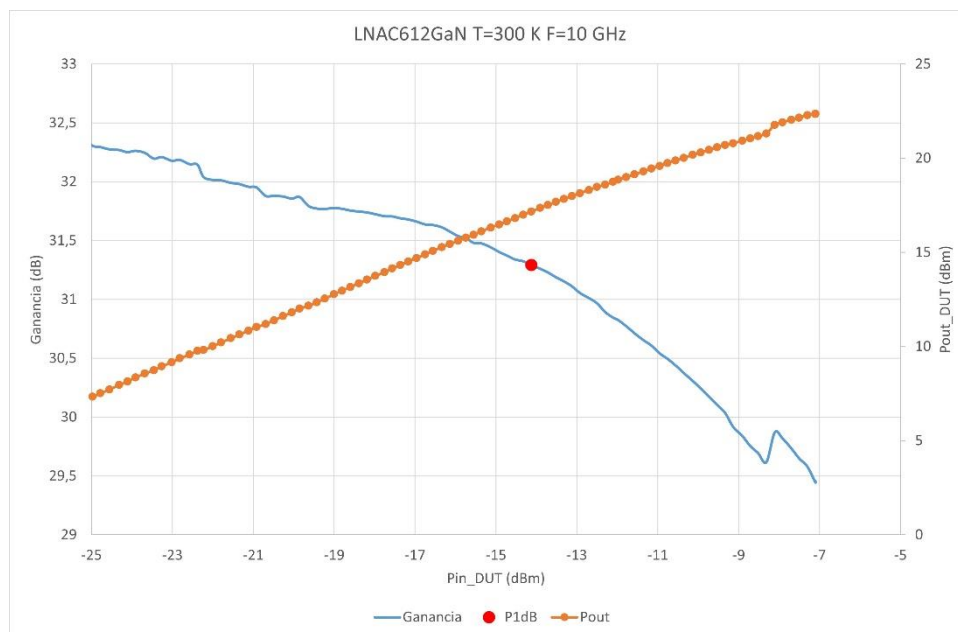


Figura 5.20. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a 10 GHz $V_D=14.9$ V e $I_D=40$ mA a temperatura ambiente (300 K).

En la Tabla 4 se muestran los valores de ganancia y el punto de compresión de potencia de entrada y salida para las tres frecuencias. En los tres casos se obtiene una potencia de salida mayor de 17 dBm en el $P_{1dB_{OUT}}$.

	LNAC612GaN 8 GHz	LNAC612GaN 10 GHz	TGA2612 9 GHz
$P_{1dB_{OUT}}$	19.075 dBm	17.169 dBm	19.802 dBm
$P_{1dB_{IN}}$	-10.996 dBm	-14.124 dBm	-2.655 dBm
Ganancia Máxima	31.349 dB	32.307 dB	23.423 dB

Tabla 4. Comparación de la ganancia y el P_{1dB} entre LNAC612GaN y el TGA2612 a $T=300K$.

5.2. Medidas a temperatura criogénica

Tras haber obtenido las medidas a temperatura ambiente, el último paso es realizar las medidas del LNAC612GaN a temperatura criogénica. Para realizar estas medidas se utilizará un criostato, donde se introducirá el LNAC612GaN, al que se le pondrán unos anclajes de cobre conectados al chasis donde va montado y estos anclajes se conectarán a la base fría del criostato lo mejor posible, como se muestra en las Figuras 5.21 y 5.22. También se conecta un sensor térmico para conocer en todo momento la temperatura del DUT. Hecho esto, el criostato se cierra y se le extrae el aire de su interior mediante una bomba de vacío para evitar que el aire que circule por su interior y caliente el dispositivo. Cuando se ha conseguido reducir mucho la presión interna se enciende un compresor que mediante un ciclo cerrado de Helio permite enfriar el DUT.

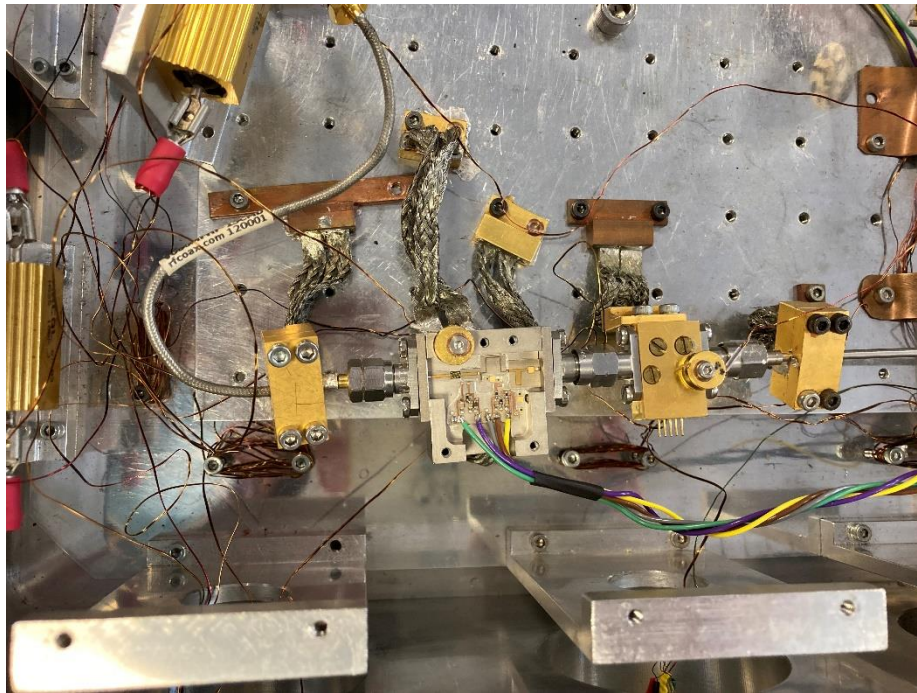


Figura 5.21. Anclaje del DUT en el criostato.

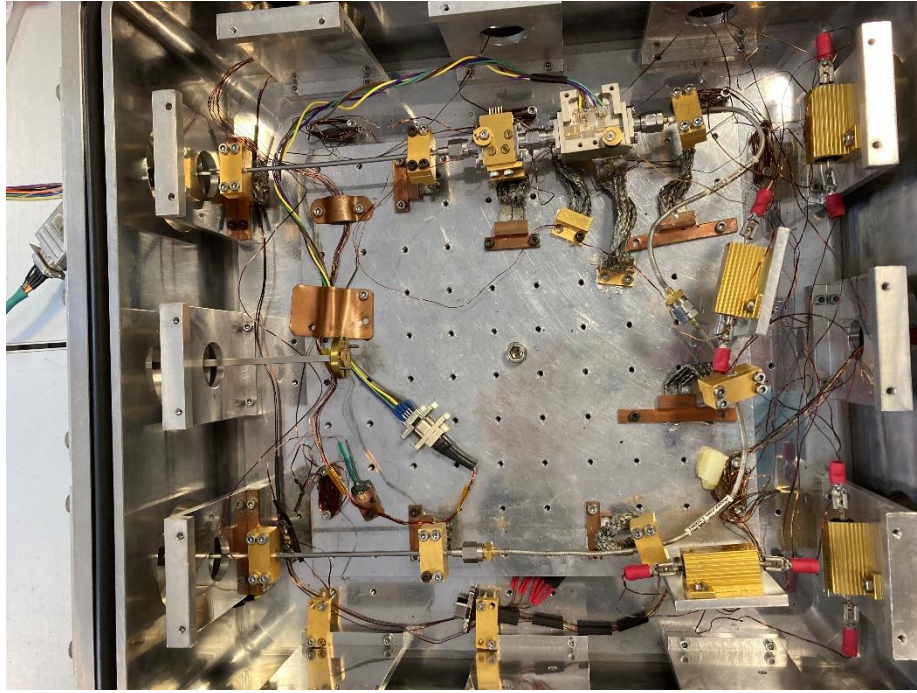


Figura 5.22. Otro punto de vista del anclaje del DUT al criostato.

Al igual que para hacer las medidas del LNA TGA2612, para medir el ruido del LNAC612GaN se va a utilizar la técnica del atenuador frío, explicada en el apartado 2.3. La fuente de ruido externa utilizada es la 346K01 (Agilent, 1 – 50 GHz) con un conector de 2.4 mm y el medidor de ruido NFA8975A (Noise Figure Analyzer, Agilent, 10 MHz-26.5 GHz) haciendo un barrido de frecuencia de 3 a 15 GHz. Finalmente, la temperatura más baja que se ha conseguido han sido $T=8$ K, en la zona del dedo frío, mientras que el atenuador colocado a la entrada del DUT se ha conseguido enfriar hasta los 15.1 K y el propio DUT hasta los 15.6 K. Sin embargo, estas temperaturas conseguidas han aumentado en el momento en el que se ha polarizado el LNAC612GaN, ya que, al introducir tensión y corriente en el DUT, este se calienta y la temperatura aumenta en el atenuador hasta los 15.9 K y en el LNAC612GaN hasta los 20 K.

Se han medido muchos puntos de polarización, variando el voltaje que circula por el drenador entre los 8 V y los 12 V y la intensidad de drenador entre los 25 mA y los 35 mA para la etapa preamplificadora formada por el TGF2935 y variando el voltaje de drenador entre los 5 V y los 7 V y la intensidad de drenador desde los 30 mA hasta los 45 mA para la segunda etapa formada por el TGA2612.

Se han elegido tres puntos diferentes, los cuales presentan los mejores valores de ganancia y de ruido de todos los puntos de polarización medidos.

- **Punto 1:** Este primer punto presenta para la etapa preamplificadora formada por el TGF2935 un $V_{D1}=10$ V, $I_{D1}=30.8$ mA mientras que la etapa formada por el TGA2612 está polarizada con $V_{D2}=5.9$ V, $I_{D2}=41.8$ mA. Se ha conseguido una ganancia de hasta 36 dB a 9.5 GHz y una temperatura equivalente de ruido de 22.1 K a 7 GHz.

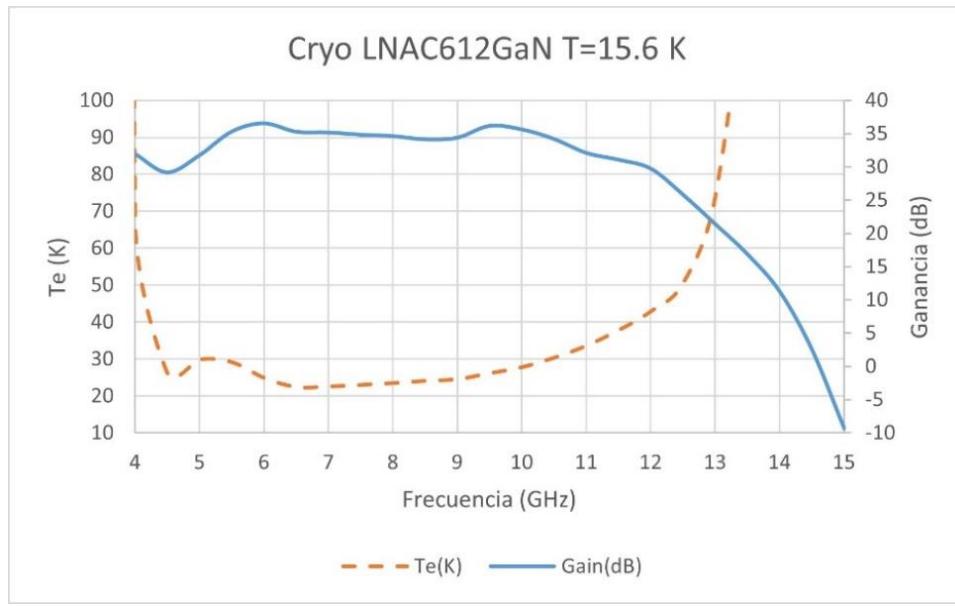


Figura 5.23. Temperatura de ruido y ganancia del LNAC612GaN para $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en la segunda etapa a temperatura de 15.6 K.

- **Punto 2:** El segundo punto escogido tiene un voltaje $V_{D1}=10$ V y una ganancia $I_{D1}=30.8$ mA para la etapa preamplificadora y para su segunda etapa está polarizado igual que en el primer punto, es decir con $V_{D2}=5$ V e $I_{D2}=27.3$ mA. En este caso se ha conseguido una ganancia máxima de 35.1 dB a 6 GHz y una temperatura equivalente de ruido de 22.3 K para esa misma frecuencia.

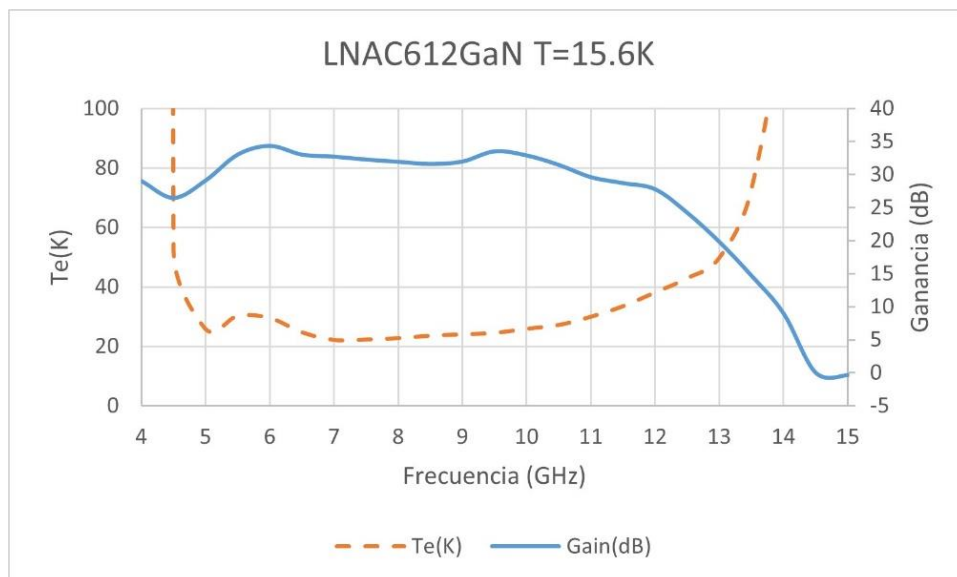


Figura 5.24. Temperatura de ruido y ganancia del LNAC612GaN para $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora y $V_{D2}=5$ V e $I_{D2}=27.3$ mA en la segunda etapa a una temperatura de 15.6 K.

- **Punto 3:** Por último, se ha utilizado un punto con un mayor voltaje en la segunda etapa para ver como afectaba al rendimiento, siendo el punto de polarización de la etapa del TGA2612 $V_{D2}=7$ V e $I_{D2}=25.8$ mA y el de la etapa preamplificadora de nuevo $V_{D1}=10$ V, $I_{D1}=30.8$ mA. De esta forma, se ha conseguido una ganancia de 36.5 dB en su punto más alto a una frecuencia de 6 GHz y una temperatura equivalente de ruido $T_e=22.4$ K a 7 GHz.

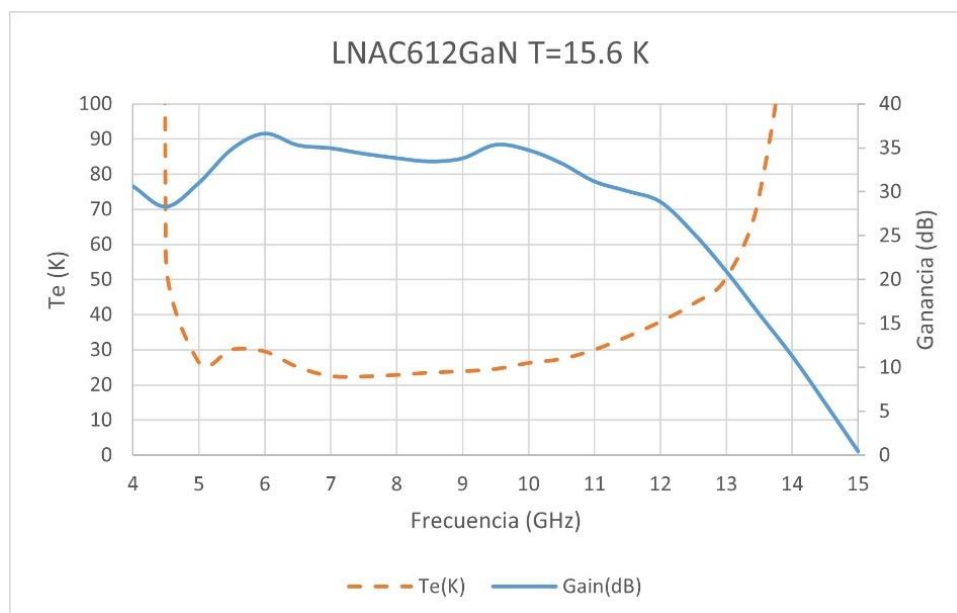


Figura 5.25. Temperatura de ruido y ganancia del LNAC612GaN para $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora y $V_{D2}=7$ V e $I_{D2}=25.8$ mA en la segunda etapa a una temperatura de 15.6 K.

En la siguiente tabla se muestra un resumen de los resultados obtenidos para los tres puntos de polarización con el DUT a una temperatura física de 15.6 K:

	Ganancia promedio (dB)	Temperatura de Ruido promedio (K)	Temperatura de ruido mínima	V_{D1}, I_{D1} TGF2935	V_{D2}, I_{D2} TGA2612	P_{DC} (W) Total
Punto 1	34.13 dB	30 K	22.1 K @ 7 GHz	10 V, 30.8 mA	5.9 V, 41.8 mA	0.554 W
Punto 2	31.67 dB	29.73 K	22.3 K @ 6 GHz	10 V, 30.8 mA	5 V, 27.3 mA	0.444 W
Punto 3	33.49 dB	29.93 K	22.4 K @ 7 GHz	10 V, 30.8 mA	7 V, 25.8 mA	0.488 W

Tabla 5. Comparación de la ganancia y temperatura de ruido del LNAC612GaN a $T=15.6$ K para tres puntos de polarización. Banda de 6 a 12 GHz.

Finalmente, para terminar de caracterizar el LNAC612GaN, se ha medido la potencia de entrada frente a la potencia de salida y se ha determinado cual es la potencia a la salida donde la ganancia cae 1 dB. Para realizar las mediciones, se ha utilizado como generador el 83650B, como sensor de potencia el 8485A que va desde -30 dBm hasta +20 dBm y como medidor de potencia el E4418B.

A la hora de realizar las medidas se ha de tener en cuenta que se está utilizando la técnica del atenuador frío y que a la salida del criostato hay un atenuador para evitar dañar el sensor de potencia.

Se han realizado las medidas a 7 GHz y a 9 GHz con un barrido de potencia de entrada que va desde los -10 dBm hasta los +17 dBm con un paso de 0.2 dB. El punto de polarización es $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora (TGF2935) y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en el TGA2612.

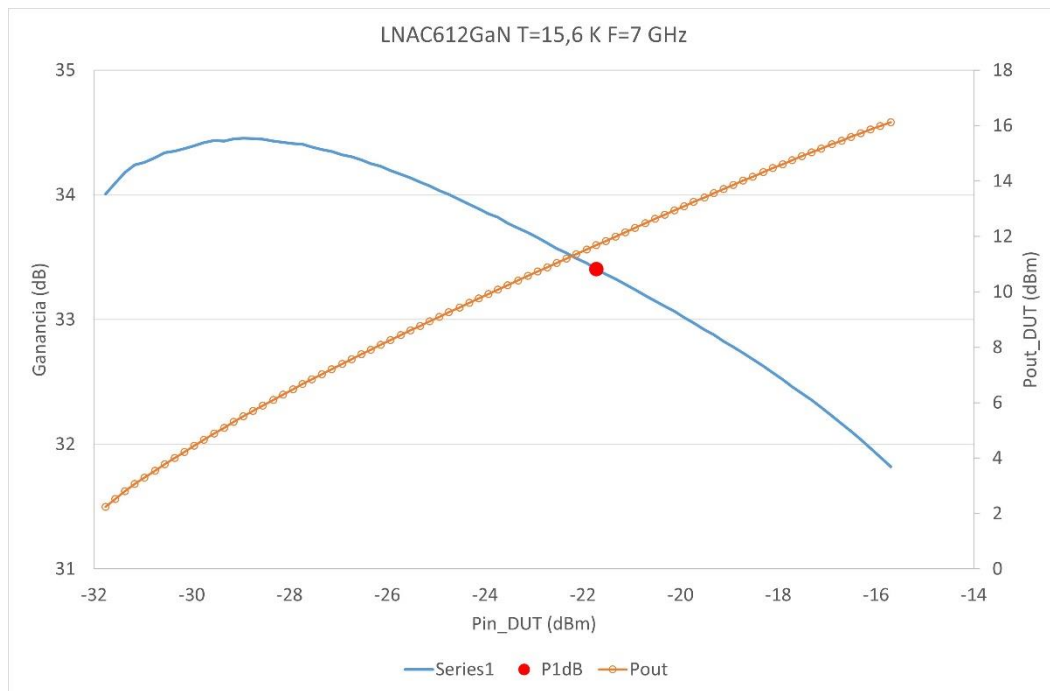


Figura 5.26. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a $T=15.6$ K y frecuencia 7 GHz. $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora (TGF2935) y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en el TGA2612.

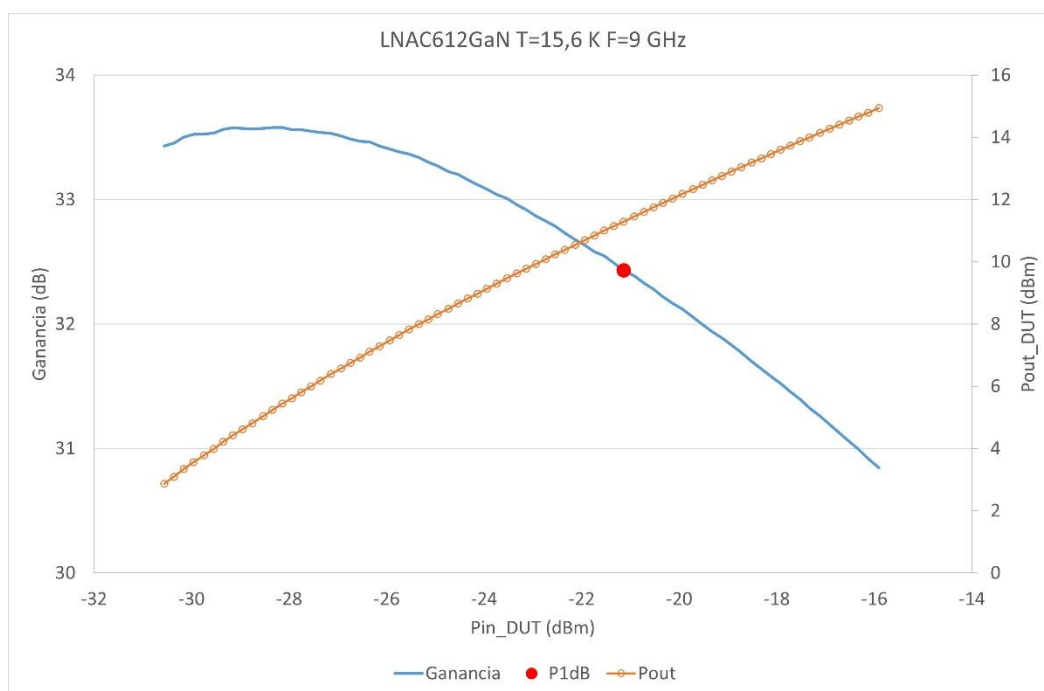


Figura 5.27. Potencia de entrada frente a ganancia y potencia de salida del LNAC612GaN a $T=15.6$ K y frecuencia 9 GHz. $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA en la etapa preamplificadora (TGF2935) y $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA en el TGA2612.

	7 GHz		9 GHz	
	LNA612GaN	TGA2612	LNA612GaN	TGA2612
P1dB_{OUT}	11.682 dBm	10.557 dBm	11.29 dBm	9.767 dBm
P1dB_{IN}	-21.723 dBm	-12.224 dBm	-21.14 dBm	14.104 dBm
Ganancia Máxima	34.449 dB	23.89 dB	33.58 dB	24.932 dB

Tabla 6. Comparación de la ganancia y el P1dB entre LNAC612GaN y el TGA2612 a $T=15.6$ K. LNAC612GaN: $V_{D1}=10$ V e $I_{D1}=30.8$ mA (TGF2935), $V_{D2}=5.9$ V e $I_{D2}=41.8$ mA (TGA2612). TGA2612: $V_D=6.5$ V e $I_D=35.2$ mA.

5.3. Conclusiones

Si se comparan las Figuras 5.26 y 5.27 con los resultados obtenidos para el LNA TGA2612 en las Figuras 2.18 y 2.19, se puede observar que evidentemente la ganancia ha mejorado al añadirle la etapa preamplificadora compuesta por el TGF2935, pero también se puede ver como la etapa que se satura es la del TGA2612, porque es la etapa donde más potencia llega. El P1dB conseguido en criogenia es bueno, mayor de +11 dBm tanto a 7 GHz como a 9 GHz, en comparación con los resultados a temperaturas criogénicas de amplificadores de bajo ruido con otras tecnologías, lo único que es a costa de un alto consumo, lo que hace que a la hora de enfriar el LNAC612GaN en el criostato, presenta una gran carga térmica para poder bajar la temperatura.

Capítulo 6

6. Conclusiones y líneas futuras

El uso de la tecnología de GaN para criogenia está todavía en fases preliminares. En este aspecto el Fosforo de Indio es el claro vencedor, ya que presenta los mejores resultados tanto para ganancia, donde puede llegar hasta los 40 dB, como para temperatura de ruido, donde se han conseguido valores de hasta 3.5 K.

Sin embargo, en este proyecto se ha demostrado que la tecnología de GaN tiene un gran futuro por delante, ya que los resultados obtenidos son muy prometedores. Se han caracterizados dos amplificadores en la banda 6-12 GHz, a temperaturas ambiente (300 K) y a temperatura criogénica de 15 K. Uno de ellos es un amplificador de bajo ruido comercial modelo TGA2612 de Qorvo, y el otro es un diseño propio (LNAC612GaN) realizado con un transistor de GaN (TFG2935) como etapa preamplificadora a un TGA2612. Para temperatura ambiente el amplificador diseñado presenta un $P_{1dB_{OUT}}$ mayor que +17 dBm para diferentes puntos de polarización a 9 GHz, con una temperatura equivalente de ruido media en la banda de 6 a 12 GHz de 246 K y una ganancia promedio de 31 dB. Para temperatura criogénica, presenta un $P_{1dB_{OUT}}$ +11 dBm a 9 GHz, y una temperatura de ruido promedio en la banda de 6 a 12 GHz de 30 K, que llega hasta los 22.1 K en su punto más bajo a 7 GHz y una ganancia media en la banda de 6 a 12 GHz de 34 dB. El factor de mejora de ruido entre temperatura ambiente y temperatura criogénica es de 8.2 para el LNAC612GaN y de 7.9 para el TGA2612.

A continuación, se muestra una tabla con un resumen de los resultados a temperatura ambiente y a temperatura criogénica de los amplificadores TGA2612 y LNAC612GaN en la banda de 6 a 12 GHz.

Temperatura ambiente	Amplificador	Pdc (mW)	Ganancia (dB)	Te (K)	Te mínima (K)	P1dB (dBm) @ 9 GHz
300 K	TGA2612	1000 mW	23.3 dB	202 K	173.1 K	19.8 dBm
300 K	LNAC612GaN	1596 mW	31 dB	246 K	157.5 K	17 dBm
15 K	TGA2612	228.8 mW	24.2 dB	25.4 K	20 K	9 dBm
15 K	LNAC612GaN	554.6 mW	34.1 dB	30 K	22.1 K @ 7 GHz	11 dBm

Tabla 7. Resumen de resultados a temperatura ambiente y a temperatura criogénica de los amplificadores TGA2612 y el LNAC612GaN. Banda de 6 a 12 GHz.

El ruido obtenido con el amplificador diseñado no ha sido mucho mejor con la etapa preamplificadora que con sólo el LNA TGA2612. Pero se ha demostrado que el transistor TGF2935 podría utilizarse a temperaturas criogénicas, de manera estable y con un comportamiento de ruido aceptable. Por otro lado, con el diseño realizado, se ha conseguido una ganancia de 34 dB, es decir 10 dB más que con sólo el TGA2612. Como línea futura se podría diseñar una etapa preamplificadora con un transistor de GaN algo más pequeño, para poder

conseguir mejor ruido, o realizar un amplificador completo en tecnología híbrida de GaN con ese transistor más pequeño en la primera etapa, y utilizando el TGF2935 en la última etapa.

REFERENCIAS

- [1] V. Desmaris, D. Meledin, E. Sundin, M. Thorsell, N. Rorsman and V. Belitsky, "Characterization of GaN-based Low Noise Amplifiers at Cryogenic Temperatures". 30th International Symposium on Space THz Technology (ISSTT2019), Gothenburg, Sweden, April 15-17, 2019
- [2] "GaN on SiC, 15 years of Reliability & Productibility", Qorvo.
- [3] S. Narahashi, Y. Suzuki and T. Nojima, "2-GHz Band Cryogenically-Cooled GaN HEMT Amplifier for Mobile Base Station Receivers," *2007 European Conference on Wireless Technologies*, 2007, pp. 399-402, doi: 10.1109/ECWT.2007.4404031.
- [4] J. Schlee, N. Wadefalk, P. Nilsson, J. P. Starski, and J. Grahn, "Cryogenic broadband ultra-low-noise MMIC LNAs for radio astronomy applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 61, no. 2, pp. 871–877, Feb. 2013
- [5] E. Cha *et al.*, "0.3–14 and 16–28 GHz Wide-Bandwidth Cryogenic MMIC Low-Noise Amplifiers," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 11, pp. 4860-4869, Nov. 2018, doi: 10.1109/TMTT.2018.2872566.
- [6] P. A. Nilsson *et al.*, "An InP MMIC Process Optimized for Low Noise at Cryo," in *IEEE Compound Semicond. Integr. Circuits Symp. Dig.*, 2014, pp. 1–4.
- [7] B. Aja, L. de la Fuente, E. Artal, E. Villa, J. L. C. de Diego, and A. Mediavilla, "10- to 19.5-GHz microwave receiver of an electrooptical interferometer for radio astronomy," *J. Astronomical Telescopes, Instrum., Syst.*, vol. 5, no. 3, pp. 1 – 15, 2019.
- [8] W. Wong, A. H. Coskun, and J. C. Bardin, "Design and characterization of a wideband high-dynamic range SiGe cryogenic low noise amplifier," in *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, 2017, pp. 1972–1975.
- [9] C. Chiong, D. Huang, C. Chuang, Y. Hwang, M. Chen, and H. Wang, "Cryogenic 8–18 GHz MMIC LNA using GaAs PHEMT," in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, 2013, pp. 261–263.
- [10] W. Wong, A. H. Coskun and J. C. Bardin, "Design and characterization of a wideband high-dynamic range SiGe cryogenic low noise amplifier," *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, pp. 1972-1975, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8059051.
- [11] S. Montazeri and J. C. Bardin, "A sub-milliwatt 4–8 GHz SiGe cryogenic low noise amplifier," *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, 2017, pp. 160-163, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058937.
- [12] Hoja de datos TGA2612, LNA GaN 6 – 12 GHz, Qorvo.
- [13] S. Martos, Trabajo de Final de Grado "Desarrollo de un sistema de medida de temperatura de ruido en criogenia en la banda W (75-110 GHz)", octubre de 2018.

- [14] Apuntes de Constantino Pérez Vega, “Cap. 8, Ruido”, Universidad de Cantabria, mayo de 2007.
- [15] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, John Wiley and sons, 2005.
- [16] Hoja de datos TGF2935, DC – 25 GHz, 28 V, 5 W GaN RF Transistor, Qorvo.
- [17] G.D. Vendelin, A. M. Pavio, U.L. Rhode, “Microwave Circuit Design. Using lineal and no lineal techniques.”, John Wiley and sons, 1990.